



Nuno Balula de Almeida Estudo de Modelos de Canal para Sistemas MIMO



Nuno Balula de Almeida Estudo de Modelos de Canal para Sistemas MIMO

Dissertação apresentada à Universidade de Aveiro para cumprimento dos requisitos necessários à obtenção do grau de Mestre em Engenharia Electrónica e de Telecomunicações (Mestrado Integrado), realizada sob a orientação científica do Dr. Armando Carlos Domingues da Rocha, Professor Auxiliar do Departamento de Electrónica, Telecomunicações e Informática da Universidade de Aveiro.

o júri

presidente

Prof. Dr. Ana Maria Perfeito Tomé
Professora Associada da Universidade de Aveiro

Prof. Dr. Armando Carlos Domingues da Rocha (Orientador)
Professor Auxiliar da Universidade de Aveiro

Prof. Dr. José Carlos da Silva Neves (Co-Orientador)
Professor Catedrático da Universidade de Aveiro

Prof. Dr. Victor Daniel Neto dos Santos
Professor Equiparado a Professor Adjunto do Departamento de Engenharia Electrotécnica do
Instituto Superior de Engenharia de Coimbra

agradecimentos

Aos meus pais, Francisco e Maria de Lurdes, e ao meu irmão Tiago, por todo o amor, pela força que sempre me deram, por estarem sempre presentes em todos os momentos da minha vida e por todo o apoio.

Ao Prof. Armando Rocha e à Prof. Susana Mota, orientador e colaboradora desta tese, pela orientação, apoio, e disponibilidade, que sempre demonstraram ao longo da realização da tese.

A todos os meus familiares e amigos que sempre me apoiaram.

palavras-chave

Comunicações Móveis, Propagação, Canal Rádio, Sistemas MIMO, Capacidade de um Canal e Modelos de Propagação.

resumo

O trabalho apresentado nesta tese consiste num estudo sobre sistemas que utilizam múltiplas antenas para transmitir e receber informação (MIMO). Os sistemas MIMO para além de permitirem, no transmissor e no receptor, diversidade espacial ou formatação de feixe, em ambientes com elevado número de componentes multipercurso independentes, apresentam uma capacidade de transmissão superior a qualquer outro sistema baseado em agregados de antenas convencionais.

O desempenho dos sistemas MIMO depende do canal de propagação. Uma caracterização completa do canal de propagação é um ponto fulcral para avaliar a sua capacidade de transmissão. São estudados diversos modelos de propagação para canais MIMO, físicos e analíticos, que permitem obter a matriz do canal de propagação.

É implementado o modelo de Kronecker (modelo analítico) para calcular a matriz do canal de propagação, sendo realizada uma avaliação deste, para diferentes cenários de propagação e para diferente número de antenas no transmissor e no receptor.

É analisado o desempenho dos sistemas MIMO, para diferentes cenários de propagação (macro e micro celulares), para diferentes números de antenas no transmissor e no receptor, para diferentes espaçamentos entre as antenas e, para duas estratégias de distribuição de potência: *equal power* e *water filling*.

keywords

Mobile Communications, Propagation, Radio Channel, MIMO Systems, Capacity of a Channel, and Models of Propagation.

abstract

The work presented in this thesis is a study about systems that use multiple antennas to transmit and receive information (MIMO). The MIMO systems as well as permit, in the transmitter and in the receiver, spatial diversity or beam-forming, in environments with high number of independent multipath components, have a superior transmission capacity of more than any other system based on arrays of conventional antennas.

The performance of MIMO systems depends on the propagation channel. A complete characterization of the propagation channel for evaluating the capacity of transmission is an important point. Various physical and analytical models for propagation in MIMO channels to calculate the matrix of the channel are studied in this work.

Is implemented the Kronecker model (analytical model) to calculate the matrix of the propagation channel, being held an evaluation of this model, for different scenarios of propagation and for different number of antennas of the transmitter and receiver.

Is evaluated the performance of MIMO systems, for different scenarios of propagation (macro and micro cellular), for different numbers of antennas in the transmitter and in the receiver, for different spacing between the antennas and, for two strategies for distribution power: equal power and water filling.

Índice

Índice de Figuras	iii
Índice de Tabelas	v
Acrónimos.....	vii
Lista de Símbolos.....	xi
1. Introdução.....	1
1.1. Evolução das Comunicações sem Fios	1
1.2. Objectivos da Tese.....	5
1.3. Organização da Tese	5
2. Propagação no Canal Rádio Móvel	9
2.1. Modelos para as Perdas de Percurso.....	10
2.2. Desvanecimento Multipercurso	13
2.3. Parâmetros de Canais Multipercurso.....	15
2.4. Tipos de Desvanecimento Rápido	17
2.5. Modelos para o Desvanecimento Rápido	19
2.6. Diversidade e Técnicas de Combinação do Sinal.....	21
2.7. Diversidade Espacial	24
3. Sistemas MIMO.....	27
3.1. Modelo de Canal MIMO.....	29
3.2. Capacidade de um sistema MIMO.....	32
3.3. Capacidade Ergódica e Capacidade Garantida	40
3.4. Multiplexagem Espacial.....	41
3.5. Ganho de Diversidade num sistema MIMO	43
3.6. Formatação de Feixe.....	50
3.7. Compromisso entre Ganho de Diversidade e Ganho de Capacidade	51

4. Modelos de Canal MIMO	53
4.1. Modelos Analíticos	55
4.1.1. Modelo IID	55
4.1.2. Modelo de Kronecker.....	56
4.1.3. Modelo de Weichselberger	59
4.1.4. Comparação entre os Modelos Analíticos.....	61
4.2. Modelos Físicos	62
4.2.1. Traçado de Raios	62
4.2.2. Modelo Estendido de Saleh-Valenzuela.....	62
4.2.3. Modelo de Zwick.....	63
5. Simulações e Resultados	65
5.1. Simulação da Matriz do Canal	65
5.2. Validação do Modelo de Kronecker	70
5.3. Desempenho dos Sistemas MIMO	73
5.3.1. Ganho de Capacidade: Micro e Macro Células.....	73
5.3.2. Capacidade do Canal MIMO em Função do Número de Antenas.....	75
5.3.3. Capacidade em Função da SNR.....	77
5.3.4. Capacidade em Função do Espaçamento entre Antenas.....	78
5.3.5. Distribuição de Potência Óptima e Uniforme	79
6. Conclusões e Trabalho Futuro	81
6.1. Conclusões	81
6.2. Trabalho Futuro.....	83
Apêndice A – Código Matlab	85
Referências	89

Índice de Figuras

Figura 1.1 - Estrutura de uma rede celular	2
Figura 1.2 - Evolução dos sistemas de comunicações sem fios de 1G até 3G [2] .	3
Figura 1.3 - Relação Mobilidade vs Débito para as diferentes gerações	4
Figura 2.1 - Propagação no canal rádio móvel.....	10
Figura 2.2 - Propagação multipercurso	13
Figura 2.3 - Resposta impulsiva variante no tempo de um canal multipercurso ...	15
Figura 2.4 - Perfil de intensidade de potência de atraso	16
Figura 2.5 - Desvanecimento rápido baseado na dispersão temporal	18
Figura 2.6 - Desvanecimento rápido baseado no espalhamento Doppler	18
Figura 2.7 - Distribuição de Rice para diferentes valores de K.....	20
Figura 2.8- Desvanecimento Rayleigh e Rice a 900 MHz com o receptor a mover-se a 120 km/h	21
Figura 2.9 - Comparação entre as técnicas de combinação de sinal: SC, MRC e EGC [6]	24
Figura 2.10 - Função de auto-correlação entre os sinais em duas antenas.....	25
Figura 2.11 - Sistemas: SISO, SIMO, MISO e MIMO	26
Figura 3.1 - Sistema MIMO	28
Figura 3.2 - Modelo de canal MIMO	29
Figura 3.3 - Capacidade vs SNR para um sistema SISO e duas configurações MIMO	36
Figura 3.4 - Capacidade vs SNR para um sistema MIMO 4×4, para duas estratégias de distribuição de potência do transmissor: <i>Equal Power</i> e <i>Water Filling</i>	39
Figura 3.5 - Transmissão na arquitectura D-BLAST.....	42
Figura 3.6 - Codificação espaço-tempo.....	44
Figura 3.7 - Esquema de transmissão STBC de Alamouti	45

Figura 3.8 - Diagrama de blocos de um receptor STBC.....	46
Figura 3.9 - Codificador de Alamouti para sistemas MIMO	47
Figura 3.10 - Compromisso entre ganho de Diversidade e ganho de Capacidade	52
Figura 4.1 - Classificação dos diferentes modelos de propagação para canais MIMO [8]	54
Figura 4.2 - Parâmetros de transmissão e recepção para um <i>cluster</i> no modelo Estendido de Saleh-Valenzuela	63
Figura 5.1 - Simulação da matriz do canal através do modelo de Kronecker	65
Figura 5.2 - Típico PAS na BS num cenário de propagação macro celular	67
Figura 5.3 - Coeficiente de correlação entre duas antenas quando o PAS é uniforme	68
Figura 5.4 - Coeficiente de correlação entre duas antenas quando o PAS apresenta uma distribuição Laplaciana.....	69
Figura 5.5 - Comparação entre a capacidade obtida através do modelo de Kronecker e do modelo simulado pelo projecto 1021 para um cenário de propagação macro celular considerando as seguintes topologias MIMO: 2×2, 3×3 e 4×4	71
Figura 5.6 - Comparação entre a capacidade obtida através do modelo de Kronecker e do modelo simulado pelo projecto 1021 para um cenário de propagação micro celular considerando as seguintes topologias MIMO: 2×2, 3×3 e 4×4	72
Figura 5.7 - Função distribuição da capacidade para uma macro célula e uma micro célula.....	74
Figura 5.8 - Ganho de cada sub-canal num cenário micro celular	75
Figura 5.9 - Ganho de cada sub-canal num cenário macro celular	75
Figura 5.10 - Capacidade num sistema MIMO em função do número de antenas	76
Figura 5.11 - Relação entre capacidade e SNR	77
Figura 5.12 - Capacidade para diferentes espaçamentos entre as antenas de Tx e Rx	78
Figura 5.13 - Comparação entre as técnicas de distribuição de potência: uniforme e óptima	79

Índice de Tabelas

Tabela 1 - Esquema de codificação de Alamouti	45
Tabela 2 – Canal de propagação entre o transmissor e o receptor no esquema de Alamouti	47
Tabela 3 - Sinais nas antenas receptoras no esquema de Alamouti.....	48

Acrónimos

AOA	Angle of Arrival
AOD	Angle of Departure
AS	Azimuth Spread
AWGN	Additive White Gaussian Noise
BER	Bit Error Rate
BLAST	Bell Labs Layered Space Time
bps	bits per second
BS	Base Station
CDF	Cumulative Density Function
DPO	Distribuição de Potência Óptima
DPU	Distribuição de Potência Uniforme
D-BLAST	Diagonal-Bell Labs Layered Space Time
EGC	Equal Gain Combining
FDP	Função Densidade de Probabilidade
IID	Independent and Identically Distributed
ISI	Inter Symbol Interference
IST METRA	Information Society Technology Multi Element Transmit Receive Antennas

IST SATURN	Information Society Technology Smart Antenna Technology in Universal Broadband Wireless Network
LB	Largura de Banda
LOS	Line of Sight
MIMO	Multiple Input Multiple Output
MISO	Multiple Input Single Output
MRC	Maximal Ratio Combining
MS	Mobile Station
NLOS	Non Line of Sight
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiple
PAS	Power Azimuth Spectrum
PDP	Power Delay Profile
rms	Valor Quadrático Médio
Rx	Receptor
SC	Selection Combining
SF	Selectivo em Frequência
SIMO	Single Input Multiple Output
SISO	Single Input Single Output
SNR	Signal to Noise Ratio

STBC	Space Time Block Codes
STC	Space Time Codes
STTC	Space Time Trellis Codes
TOA	Time of Arrival
Tx	Transmissor
V-BLAST	Vertical-Bell Labs Layered Space Time
WLAN	Wireless Lan Area Network

Lista de Símbolos

λ	Comprimento de onda (metros)
X_σ	Variável log-normal que representa o efeito sombra
τ	Atraso de cada componente multipercurso
φ	Fase de cada componente multipercurso
α	Amplitude de cada componente multipercurso
σ_τ	Espalhamento do atraso
$I_0(\cdot)$	Função de Bessel modificada de primeira espécie de ordem zero
$J_0(\cdot)$	Função de Bessel de primeira espécie de ordem zero
K	Factor de Rice
N	Potência do ruído
$[\]^T$	Matriz transposta
$[\]^H$	Matriz trans-conjugada
$*$	Operação de convolução
$E[\]$	Esperança matemática
N_T	Número de antenas de transmissão
N_R	Número de antenas de recepção
η	Eficiência espectral
\otimes	Produto de Kronecker
\circ	Produto de Hadamard
σ_A	Espalhamento angular

1. Introdução

1.1. Evolução das Comunicações sem Fios

A era das comunicações móveis iniciou-se em 1867 quando Maxwell (através das equações que dão pelo seu nome) unificou a teoria de Lorentz, Faraday, Ampere e Gauss. Este conjunto de equações diferenciais descreve o movimento de ondas electromagnéticas no espaço. Heinrich Hertz em 1887 inventa o oscilador (um gerador de corrente alterna) e demonstra a existência de ondas electromagnéticas. No ano de 1895 Guglielmo Marconi usou as ondas rádio para transmissão de informação, efectuando uma transmissão de sinais de telégrafo através do canal da Mancha, e em 1901 efectuou a transmissão através do Atlântico. A partir daí tem-se assistido a um enorme progresso nas comunicações sem fios, via rádio. Na segunda guerra mundial os sistemas rádio tornaram-se uma ferramenta indispensável, levando ao aparecimento de um dos sistemas rádio mais importantes dessa data: o radar. As comunicações a longas distâncias utilizavam sistemas baseados em propagação por reflexão na ionosfera, até que em 1959 Pierce e Kompfner realizaram a primeira comunicação transoceânica via satélite, iniciando assim uma nova era de comunicações globais, as comunicações via satélite, que ainda hoje perduram. Nos finais do século XX deu-se um elevado crescimento das comunicações móveis para uso pessoal e esse sucesso foi alinhavado em duas vertentes: comunicação celular com o objectivo de acrescentar a componente de mobilidade ao serviço telefónico tradicional e as redes de dados sem fios em que se pretende acrescentar a componente de portabilidade às redes de dados locais.

Os primeiros sistemas rádio móveis tinham como objectivo providenciar grandes áreas de cobertura com a utilização de uma estação base que transmitia a grande potência, o que não permitia a reutilização de frequências. Como não era possível a atribuição de frequências (devido a limitação do espectro) à proporção do crescimento

de serviços de comunicações móveis, desenvolveu-se o conceito de rede celular. O conceito de rede celular foi proposto por D. H. Ring dos laboratórios Bell em 1947. O conceito de rede celular [1] consiste em redes estruturadas em pequenas áreas geográficas designadas de células com um transmissor de baixa potência em cada célula, em que o tráfego é controlado por um comutador central e as frequências são reutilizadas pelas diferentes células. Na Figura 1.1 está ilustrado o conceito de rede celular onde as células com as mesmas letras utilizam a mesma gama de frequências. De forma a minimizar interferências essas células não são adjacentes.

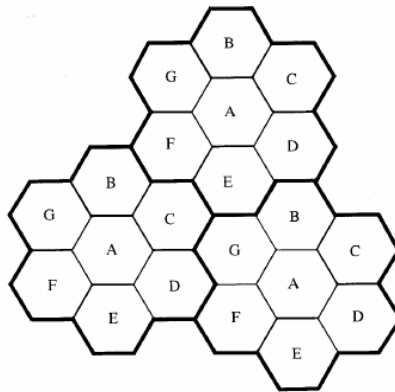


Figura 1.1 - Estrutura de uma rede celular

Nas comunicações móveis celulares o termo geração está associado à representação de alguma descontinuidade ou alteração de paradigma. Os sistemas de comunicações celulares designados de primeira geração (1G) eram de transmissão analógica para um serviço único de voz. Os sistemas de segunda geração (2G) continuaram a ser uma rede para serviço de voz mas deu-se uma mudança de paradigma, ou seja, as transmissões deixaram de ser analógicas e passaram a digitais. A passagem para sistemas de terceira geração (3G) deu-se devido a alteração do conceito de uma rede para um único serviço (voz), para uma rede como suporte a múltiplos serviços (multimídia), que levou a alterações tecnológicas como: maiores débitos binários, maiores larguras de banda, flexibilidade no ritmo de transmissão, entre outras.

Na Figura 1.2 estão representados sistemas de comunicações sem fios celulares e a respectiva geração. Paralelamente aos vários sistemas de comunicações celulares foram desenvolvidos sistemas WLAN, fornecendo serviços com elevados débitos de informação.

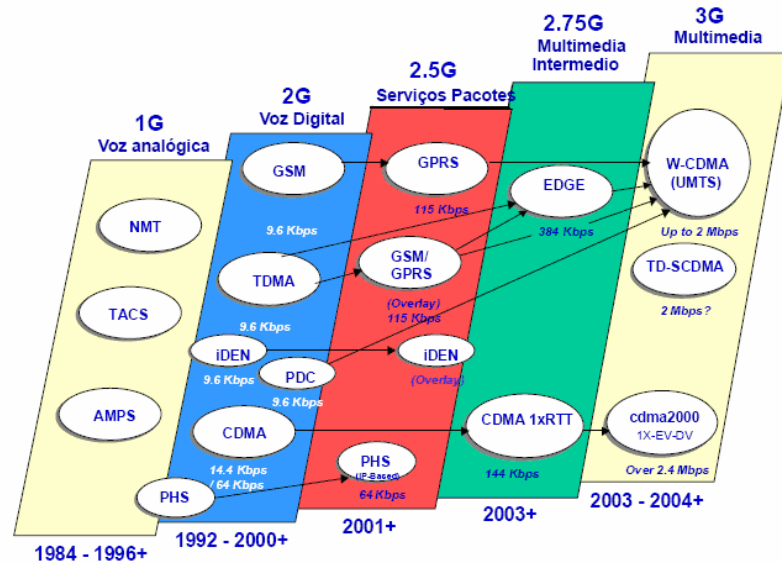


Figura 1.2 - Evolução dos sistemas de comunicações sem fios de 1G até 3G [2]

Os sistemas de comunicações sem fios estão em constante evolução e como ilustrado na Figura 1.3, em cada nova geração a taxa de informação aumenta assim como a mobilidade do móvel. Apesar dos já elevados débitos de informação oferecidos pelos actuais sistemas 3G, com a crescente procura de serviços de Internet, televisão de alta definição, serviços multimédia em geral, serviços estes que exigem grandes débitos de informação em comunicações sem fios, os actuais sistemas 3G não permitem os débitos requeridos por estes serviços.

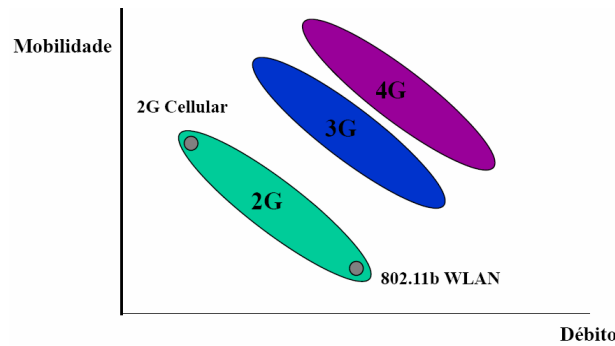


Figura 1.3 - Relação Mobilidade vs Débito para as diferentes gerações

Uma das soluções para este aumento dos débitos de informação requeridos pelos serviços multimédia é a tecnologia MIMO, que consiste no uso de múltiplas antenas de transmissão e de recepção. A tecnologia MIMO, como será demonstrado no capítulo 3.2 permite aumentar os débitos de informação de forma linear com o número mínimo de antenas do transmissor/receptor. A utilização de técnicas MIMO em sistemas de comunicação rádio digital constitui um dos avanços mais significativos e emergentes nas comunicações móveis modernas. O conceito inerente aos sistemas MIMO passa por combinar os sinais emitidos e recebidos de uma determinada forma de modo a que seja possível melhorar o desempenho do sistema. Esta melhoria de desempenho reflecte-se na maximização dos ritmos de transmissão associados e na melhoria da qualidade do serviço oferecido ao cliente final.

Os avanços da electrónica, que proporcionam cada vez mais a digitalização do sinal rádio em estágios a montante, transformaram a outrora complexidade de hardware dedicado em processamento digital de sinal e software. A largura de banda, dada sempre por escassa, acaba por ser cada vez mais eficientemente aproveitada com sucessivas inovações bastante transversais (redes, antenas, electrónica analógica e digital, comunicações ópticas, etc).

1.2.Objectivos da Tese

A tecnologia MIMO através de múltiplas antenas no receptor e no transmissor devidamente espaçadas permite um aumento de capacidade do canal. Contudo este aumento de capacidade dos sistemas MIMO depende naturalmente das características de propagação do canal. Assim sendo um estudo das propriedades fundamentais dos canais de propagação MIMO em diferentes cenários de propagação é crucial de forma a quantificar os ganho de capacidade do canal MIMO.

O objectivo desta tese é a realização de um estudo acerca das potencialidades dos sistemas MIMO principalmente o ganho de capacidade. O trabalho aqui apresentado consiste num estudo de diferentes modelos (analíticos e físicos) de propagação de canal MIMO, e implementação de um destes modelos (modelo de Kronecker) para calcular a capacidade do canal MIMO em diferentes cenários de propagação. Os resultados obtidos a partir do modelo de Kronecker são ainda comparados com outro modelo de propagação, que simula o canal através da distribuição de espalhadores de acordo com o cenário de propagação a considerar. Pretende-se com esta comparação testar a validade do modelo de Kronecker para diferentes cenários de propagação e para diferentes números de antenas no transmissor e no receptor.

1.3.Organização da Tese

O conteúdo e as principais contribuições dos restantes capítulos desta tese estão sumariados nesta secção.

No capítulo 2 são apresentados alguns conceitos fundamentais para compreensão dos mecanismos de propagação rádio móvel. Inicialmente é feita uma abordagem aos conceitos de *shadowing* e de *fading*, sendo apresentados modelos para as perdas de percurso e para o desvanecimento multipercurso (Rayleigh e Rice). É estudada a resposta impulsiva do canal de propagação. São apresentados os conceitos de perfil de

intensidade de potência de atraso, tempo de coerência, largura de banda de coerência, espalhamento do atraso e espalhamento de Doppler, fundamentais para a caracterização do canal de propagação. É também feita uma abordagem ao conceito de diversidade, técnica que permite melhorar a fiabilidade do canal, sendo apresentadas diferentes formas de realização desta técnica. É ainda dado especial destaque à técnica de diversidade espacial que é realizada pelos sistemas MIMO.

No capítulo 3 é feita uma abordagem aos sistemas MIMO e às suas potencialidades: ganho de multiplexagem, ganho de diversidade e formatação de feixe. Inicialmente é apresentado o modelo de canal MIMO. Em seguida é estudada a capacidade do canal nas situações em que o transmissor não possui informação acerca do canal de propagação e quando o transmissor dispõe dessa informação. Como o canal de propagação é variável no tempo, conceitos como os de capacidade ergódica e capacidade garantida são fundamentais para cálculo da capacidade do canal. Em seguida é feita uma referência aos esquemas de multiplexagem espacial BLAST. O ponto seguinte é o estudo do ganho de diversidade dos sistemas MIMO obtido a partir da realização da diversidade espacial. É estudado o conceito de formatação de feixe que, quando se está perante um canal de propagação directivo, permite melhorar a fiabilidade do sistema. Finalmente é feita uma abordagem aos sistemas MIMO híbridos que permitem simultaneamente ganhos de capacidade e diversidade e, à solução de compromisso entre estes dois ganhos: em penalização do ganho de capacidade aumenta o ganho de diversidade e vice-versa.

No capítulo 4 são apresentados diferentes modelos de propagação de um canal MIMO utilizados para calcular a capacidade de um sistema MIMO. Inicialmente é feita uma distinção entre modelos de propagação analíticos e físicos, sendo em seguida apresentados alguns destes modelos, quer analíticos quer físicos. Os modelos analíticos estudados são: o modelo IID que considera não haver correlação entre os elementos da matriz do canal (e são estatisticamente independentes), o modelo de Kronecker que já inclui uma estrutura de correlação, embora considere que a correlação no Tx e no Rx

são separáveis, ou seja, as direcções de chegada não são influenciadas pelas direcções de partida das ondas, e, o modelo de Weichselberger mais realista, pois considera uma matriz de acoplamento entre as direcções de chegada e de partida. É também feita uma comparação entre estes modelos e estudada a sua validade de acordo com o cenário de propagação. Finalmente são apresentados três modelos físicos: o modelo de traçado de raios, o modelo estendido de Saleh-Valenzuela e o modelo de Zwick.

No capítulo 5 são realizadas algumas simulações de forma a avaliar o desempenho dos sistemas MIMO. A matriz do canal, \mathbf{H} , é calculada a partir do modelo de Kronecker. É realizada uma comparação entre o modelo de Kronecker e um modelo de propagação que determina a matriz do canal através de uma determinada distribuição de espalhadores de acordo com o cenário a simular. Com esta comparação pretende-se analisar a validade do modelo de Kronecker. A matriz do canal é obtida para dois cenários de propagação (macro e micro celular), para diferentes números de antenas no Tx e Rx e para diferentes espaçamentos entre as antenas no Tx e Rx. A partir da matriz \mathbf{H} , é analisado o desempenho dos sistemas MIMO. É analisada a capacidade obtida, com o aumento de antenas no Tx e no Rx, com a variação da separação entre antenas, e para os diferentes cenários de propagação. É também analisado o ganho de cada sub-canal que são criados pelo canal MIMO. É feita uma comparação em termos de capacidade entre sistemas MIMO e SISO. Por fim é comparada a capacidade obtida por um sistema MIMO quando o Tx realiza uma distribuição de potência óptima e quando este realiza uma distribuição de potência uniforme.

Finalmente no capítulo 6 são enumeradas as principais conclusões obtidas através da realização desta tese. São também apresentados alguns tópicos que podem servir de trabalho futuro, em continuação do trabalho apresentado nesta tese.

2. Propagação no Canal Rádio Móvel

O planeamento de uma determinada área de cobertura por uma estação base requer a estimação do sinal dessa estação, bem como de estações bases vizinhas que funcionam com as mesmas frequências ou frequências adjacentes de **forma a prever zonas onde o sinal é mínimo e zonas onde pode haver interferência**. Por isto é muito importante que os modelos de propagação se aproximem da realidade de forma a serem uma ferramenta muito útil no planeamento de uma rede celular.

A maioria dos modelos fornece o valor mediano do sinal, sendo necessário conhecer a sua distribuição estatística para determinar a sua variação. O sinal está normalmente sujeito a três tipos de variações na sua amplitude: muito lenta devido às perdas de percurso (inclui atenuação média devido ao efeito sombra), lenta que também se designa por *shadowing*, devido a obstruções e variações rápidas também designadas por *fading* devido ao multipercurso. O desvanecimento lento (*shadowing*) é causado pelos diferentes obstáculos de grandes dimensões encontrados de posição para posição angular do móvel em relação ao transmissor e apresenta uma distribuição log-normal. O desvanecimento rápido (*fading*) está associado ao movimento da estação móvel ou de objectos circundantes presentes no canal rádio e ao multipercurso, e segue uma distribuição Rice ou Rayleigh, caso se esteja na presença ou não de raio directo entre estação base e estação móvel, respectivamente. Na Figura 2.1 é apresentada a variação da potência no canal rádio devido ao multipercurso e ao efeito de sombra.

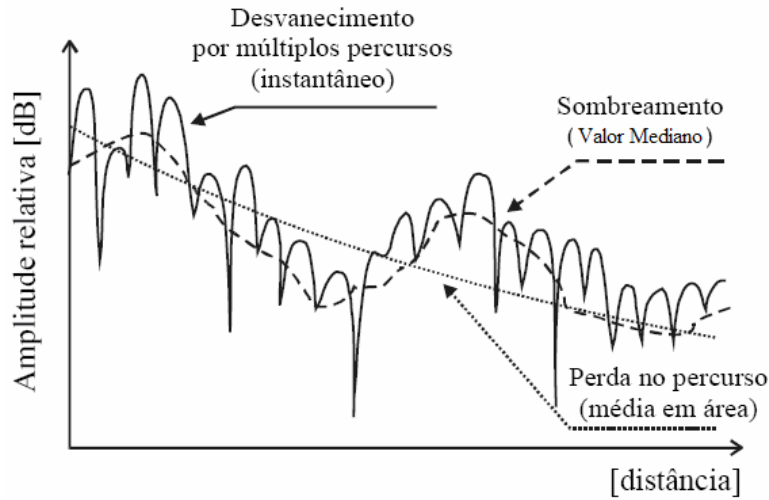


Figura 2.1 - Propagação no canal rádio móvel

2.1. Modelos para as Perdas de Percurso

Os **modelos de propagação** são importantes para caracterizar a influência dos **obstáculos físicos mais importantes no canal rádio**, de modo a poderem ser usados no dimensionamento de um sistema de comunicações sem fios.

O modelo mais simplista para representar as perdas de propagação numa ligação sem fios é o modelo de Friis, também designado de modelo para espaço livre, que é expresso por:

$$P_r(d) = \frac{P_t G_t G_r \lambda^2}{(4\pi)^2 d^2 L} \quad (2.1)$$

onde P_t e P_r representam as potências do transmissor e do receptor, respectivamente, G_t e G_r representam o ganho da antena transmissora e receptora, respectivamente, λ representa o comprimento de onda em metros, d a distância entre o receptor e o transmissor e L o factor de perdas. Este modelo é demasiado simplista, pois apenas é válido em algumas circunstâncias quando há linha de vista entre o transmissor e o receptor o que, em comunicações móveis, praticamente nunca acontece. No modelo de

Friis a potência varia com o inverso do quadrado da distância, o que em unidades logarítmicas corresponde a uma perda de potência de 20dBs por cada década de distância ao transmissor. Considerando agora uma situação mais realista em que há uma onda reflectida no solo, ou seja, há dois raios a chegar em instantes diferentes ao receptor (primeiro o raio directo e em seguida, com algum atraso, o raio reflectido), as perdas de propagação apresentam agora uma variação de acordo com o modelo de dois raios, tal como indicado em [1], que é expresso por:

$$P_r(d) = \frac{P_t G_r G_t (h_t h_r)^2}{d^4} \quad (2.2)$$

considerando que $h_t h_r \gg \lambda d$, onde h_t e h_r representam a altura da antena transmissora e receptora, respectivamente. No modelo de dois raios a potência recebida varia inversamente com a quarta potência da distância, o que corresponde a uma queda de 40dBs por década. Considerando então um modelo com apenas uma reflexão a potência é muito mais atenuada que no modelo de Friis. Num modelo de propagação à superfície da Terra são de esperar atenuações muito mais acentuadas do que num modelo de espaço livre.

Um modelo simplificado genérico para as perdas de percurso é geralmente dado por:

$$P_r(d) = P_t G_r \left(\frac{d_0}{d} \right)^n \quad (2.3)$$

onde $2 \leq n \leq 6$ é o expoente de perdas e varia de acordo com o ambiente a considerar (ex: espaço livre $n=2$), G_r representa o ganho da antena receptora e d_0 é uma determinada distância de referência ao transmissor. Em [3] são apresentados alguns valores para n de acordo com o cenário em que se realiza a propagação. Convertendo a equação (2.3) para unidades logarítmicas vem que:

$$P_r(dB) = P_t(dB) + 10\log(G_r) + 10n\log(d_0) - 10n\log(d) \quad (2.4)$$

em que se verifica que por cada década que o receptor se afasta de um determinado ponto genérico d_0 , a potência decresce em $10n$ dBs. As perdas de percurso médias \overline{PL} são dadas por:

$$\overline{PL}(dB) = \overline{PL}(d_0) + 10n\log\left(\frac{d}{d_0}\right) \quad (2.5)$$

As perdas de percurso segundo [1] são o resultado da atenuação média com a distância mais o efeito de sombra (desvanecimento lento):

$$PL(d)[dB] = \overline{PL}(d) + X_\sigma \quad (2.6)$$

em que X_σ é uma variável log-normal (as diferentes contribuições para este fenómeno são independentes) que representa o efeito sombra originado por obstruções de grandes dimensões. De uma forma simples poderemos dizer que o sinal num ponto não é determinístico e haverá sempre alguma probabilidade de este ser insuficiente e, essa probabilidade diminui com a aproximação da estação móvel à estação base. A variância da contribuição do efeito sombra é essencial no planeamento celular.

O modelo enunciado pela equação (2.3) já é uma razoável aproximação para as perdas de percurso, pois é considerado um valor para o expoente de perdas de acordo com o cenário presente. Ainda assim, não contém informação suficiente para uma adequada caracterização das perdas no canal.

Para um conhecimento completo da propagação das ondas electromagnéticas é necessário que os modelos sejam constituídos pelas equações de Maxwell juntamente com a equação de onda. Isto torna as soluções muito complexas e pouco úteis, pois **um modelo é tanto mais popular quanto mais preciso for e menos dados forem necessários para o caracterizar**. Em vez disto são utilizados modelos empíricos baseados em medidas

efectuadas no terreno. Entre os modelos mais frequentemente usados estão os modelos de Hata-Okumura, Egli, Cost 136, Walfish/Bertoni. Em [4, 5] encontram-se alguns destes modelos.

2.2.Desvanecimento Multipercurso

A propagação multipercurso é originada devido a reflexões, refacções, difracções entre outros factores, que originam múltiplas componentes do sinal, tal como ilustrado na Figura 2.2. O sinal recebido no receptor é constituído por um número aleatório de componentes multipercurso em que cada uma tem amplitude, fase, desvio Doppler e atraso aleatórios.

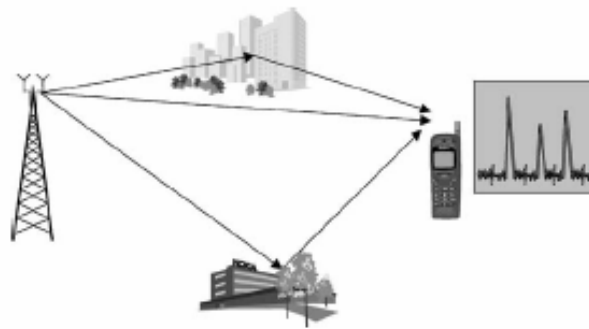


Figura 2.2 - Propagação multipercurso

Como o sinal recebido pelo receptor é a soma das várias componentes multipercurso com fase aleatória, a interferência entre estas origina rápidas variações na amplitude do sinal recebido. Este fenómeno designa-se por desvanecimento rápido (*fading*). Os efeitos mais importantes causados pelo desvanecimento rápido são: a variação rápida na amplitude do sinal num curto período de tempo ou numa curta distância percorrida, a modulação aleatória em frequência devido ao desvio Doppler das diferentes componentes multipercurso e a dispersão temporal devido ao diferente tempo de propagação das várias componentes.

O sinal recebido num determinado instante t é dado por uma soma de N componentes multipercurso mais a componente em linha de vista, $n=0$, caso esta exista:

$$c(t) = \text{Re} \left[\sum_{n=0}^N \alpha_n(t) \delta(t - \tau_n(t)) \exp(-j\varphi_n(t)) \exp(j2\pi f_0 t) \right] \quad (2.7)$$

onde f_0 representa a frequência da portadora, $\alpha_n(t)$ é a amplitude, $\tau_n(t)$ é o atraso, $\varphi_n(t)$ é a fase de cada componente, e n é o número da componente multipercurso. A amplitude depende da atenuação no canal, os atrasos dependem das distâncias percorridas entre o transmissor e o receptor, enquanto que a fase depende do atraso, do desvio Doppler e do coeficiente de reflexão dos materiais onde há reflexões. As amplitudes variam lentamente, uma vez que os coeficientes de reflexão, ganho das antenas e as perdas de percurso variam muito lentamente. Relativamente aos atrasos, estes também variam lentamente uma vez que a localização dos reflectores é mais ou menos fixa e o comprimento dos percursos varia lentamente. No entanto relativamente à fase verifica-se que:

$$f_0 + f_{D,n}(t) \gg \frac{1}{\tau_n(t)} \quad (2.8)$$

onde $f_{D,n}(t)$ é a frequência de Doppler de uma determinada componente n . O significado da equação (2.8) é que uma pequena variação no atraso (pequena variação na distância percorrida pela componente multipercurso) provoca uma grande variação na fase. Este facto vai provocar no sinal recebido no receptor, dado pela equação (2.7), a soma construtiva ou destrutiva das componentes dos sinais, originando desvanecimento rápido.

As componentes multipercurso variam com o tempo mesmo quando o receptor está fixo (sinal pode variar devido ao movimento de objectos no cenário), o que resulta numa resposta impulsiva do canal variante no tempo. A resposta impulsiva do canal,

$h(\tau, t)$, pode ser interpretada como a resposta do canal no instante t a um impulso atrasado de τ segundos. Em banda base a resposta impulsiva do canal é dada por:

$$h(\tau, t) = \sum_{n=0}^N \alpha_n(t) \delta(\tau - \tau_n(t)) \exp(-j\varphi_n(t)) \quad (2.9)$$

Na Figura 2.3 está ilustrada a resposta impulsiva variante no tempo de um canal multipercurso.

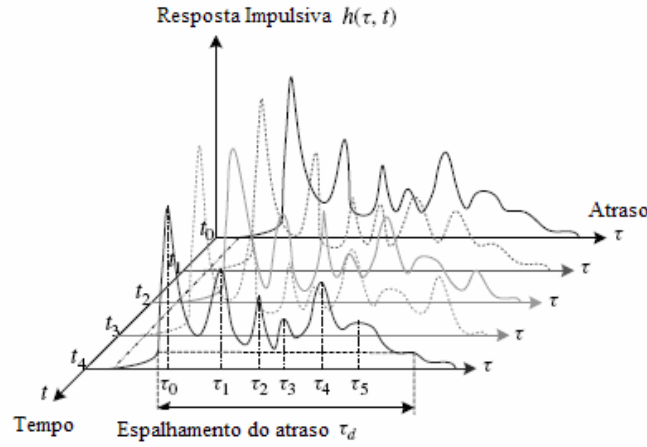


Figura 2.3 - Resposta impulsiva variante no tempo de um canal multipercurso

2.3. Parâmetros de Canais Multipercurso

Perfil de intensidade de potência de atraso (PDP), espalhamento do atraso, largura de banda de coerência, espalhamento de Doppler e tempo de coerência são parâmetros importantes para caracterização de canais rádio móveis [1]. O espalhamento do atraso e a largura de banda de coerência descrevem a natureza dispersiva do canal, o tempo de coerência e o espalhamento de Doppler descrevem as variações temporais do canal.

O PDP que está ilustrado na Figura 2.4 corresponde ao comportamento da potência recebida, durante um intervalo de tempo correspondente ao máximo

espalhamento do sinal recebido, causado pelos múltiplos percursos de propagação do sinal transmitido.

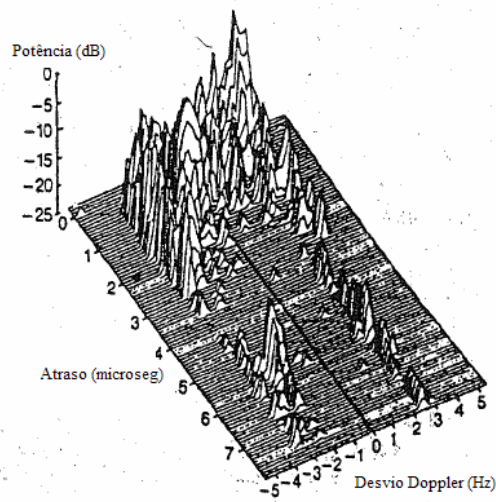


Figura 2.4 - Perfil de intensidade de potência de atraso

O espalhamento do atraso, σ_τ , é uma indicação da potencial interferência entre símbolos que limita o desempenho de transmissão do sistema de comunicação. Transmitir símbolos consecutivos com uma diferença temporal inferior ao espalhamento do atraso causa interferência entre símbolos (ISI). O valor quadrático médio (rms) do espalhamento do atraso é dado por:

$$\sigma_\tau = \sqrt{\overline{\tau^2} - (\overline{\tau})^2} \quad (2.10)$$

onde $\overline{\tau}$ é o atraso médio e $\overline{\tau^2}$ é o atraso quadrático médio. Em [1] são dadas as fórmulas destes parâmetros.

A largura de banda de coerência, B_c , é uma medida estatística sobre a faixa de frequências em que o canal pode ser considerado “plano”. É uma faixa dentro da qual as componentes de frequência possuem uma grande correlação de amplitude. Duas frequências separadas por mais que a largura de banda apresentam comportamentos independentes. Se a largura de banda de coerência for definida como o intervalo em frequência em que a correlação em frequência é superior a 0.5, então esta é dada por:

$$B_c \approx \frac{1}{5\sigma_\tau} \quad (2.11)$$

O espalhamento de Doppler, f_D , é uma medida do alargamento espectral causado pelo efeito Doppler (dispersão de frequência), e é definido como a gama de frequências sobre o qual o espectro de Doppler é não nulo.

O tempo de coerência, T_c , é uma medida estatística do intervalo de tempo durante o qual a resposta do canal pode ser considerada como invariante. É um intervalo de tempo dentro do qual após a passagem dos sinais pelo canal, os sinais possuem grande correlação de amplitude. O tempo de coerência é o dual temporal do espalhamento de Doppler. A existência de Doppler significa movimento e consequentemente novas condições do canal que reflectem na variação do sinal recebido. Se o tempo de coerência for definido como o intervalo temporal durante o qual a correlação temporal excede 0.5, então é dado por:

$$T_c \approx \sqrt{\frac{9}{16\pi f_D^2}} \quad (2.12)$$

2.4. Tipos de Desvanecimento Rápido

O desvanecimento rápido pode ser caracterizado de formas diferentes, tal como representado na Figura 2.5 e na Figura 2.6, de acordo com os seguintes parâmetros: largura de banda de coerência, espalhamento do atraso, tempo de coerência e espalhamento de Doppler [1].

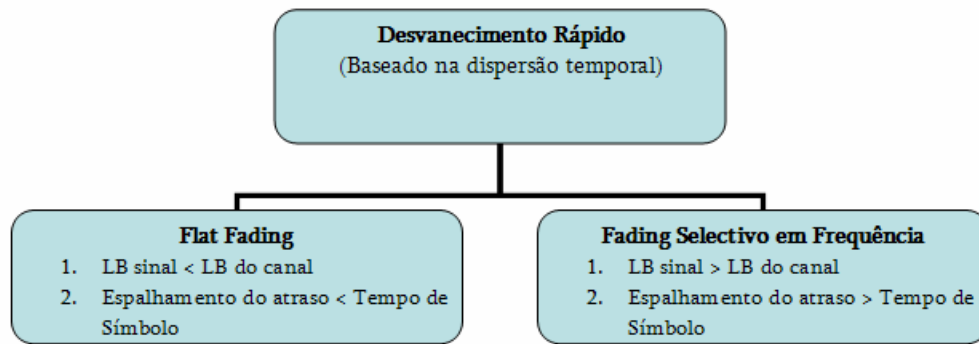


Figura 2.5 - Desvanecimento rápido baseado na dispersão temporal

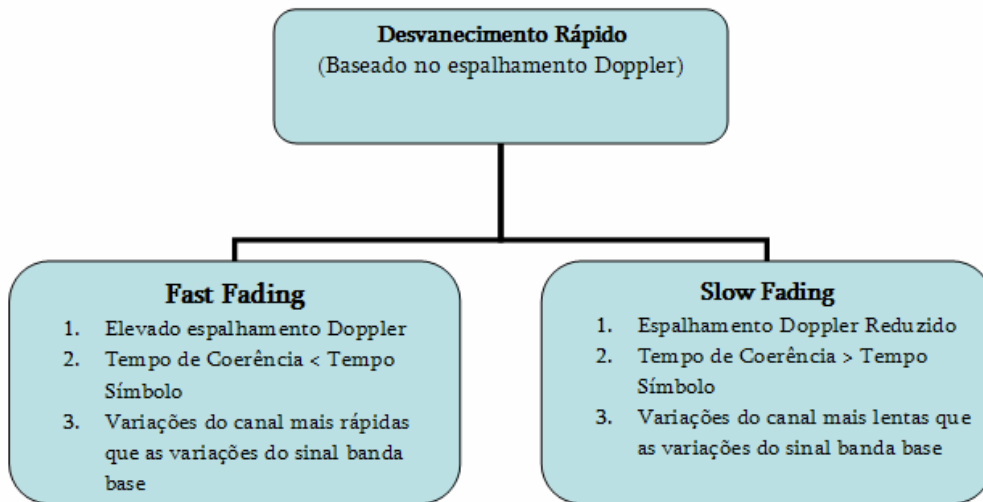


Figura 2.6 - Desvanecimento rápido baseado no espalhamento Doppler

Num canal com desvanecimento plano (canal banda estreita) o principal problema não é a ISI que resulta do alargamento temporal do símbolo, mas sim o igual desvanecimento que sofrem todas as componentes de frequência do sinal, o que pode levar a que a SNR apresente um baixo valor no receptor.

Num canal com desvanecimento selectivo em frequência (canal de banda larga) o principal problema é a ISI que é causada pelo alargamento temporal ser superior ao período do símbolo. Como é muito pouco provável que todas as componentes de

frequência sofram a mesma atenuação, este tipo de sistema oferece grande robustez ao desvanecimento.

2.5. Modelos para o Desvanecimento Rápido

O desvanecimento rápido é originado pelo multipercurso. Os dois modelos mais utilizados para caracterização deste tipo de desvanecimento são o modelo de Rayleigh e de Rice [6].

Para cada componente multipercurso o ângulo de chegada é uniformemente distribuído no intervalo 0 a 2π e as componentes em fase, $I(t)$, e em quadratura, $Q(t)$, são independentes. Existindo um número moderadamente elevado de componentes multipercurso, pelo teorema do limite central, o sinal recebido é um processo gaussiano de média nula e variância σ^2 .

A envolvente do sinal recebido é dada por:

$$r(t) = \sqrt{I^2(t) + Q^2(t)} \quad (2.13)$$

e segue uma distribuição Rayleigh na ausência de linha de vista ou uma distribuição de Rice quando há um percurso dominante relativamente aos restantes (linha de vista).

A função densidade de probabilidade de uma distribuição Rayleigh é dada por:

$$p(r) = \frac{r}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{r^2}{2\sigma^2}\right) \quad (0 \leq r < \infty) \quad (2.14)$$

onde σ^2 é a variância que corresponde à potência média do sinal.

A função densidade de probabilidade de uma distribuição Rice é dada por:

$$p(r) = \frac{r}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{r^2 + A^2}{2\sigma^2}\right) I_0\left(\frac{Ar}{\sigma^2}\right) \quad (0 \leq r < \infty, 0 \leq A < \infty) \quad (2.15)$$

onde σ^2 é a potência média, o parâmetro A corresponde a potência da componente em linha de vista, $I_0(\cdot)$ é a função de Bessel modificada de primeira espécie de ordem zero.

Quando A tende para zero, isto é, a potência da componente em linha de vista diminui e passa a ser da ordem das componentes sem linha de vista, a distribuição de Rice tende para a distribuição de Rayleigh, e no limite a equação (2.15) transforma-se na equação (2.14). A distribuição de Rice também é usual ser definida através de um parâmetro K dado por:

$$K = \frac{A^2}{2\sigma^2} \quad (2.16)$$

que pode ser interpretado como o quociente entre a potência da componente em linha de vista sobre a potência das componentes sem linha de vista. Se K tende para zero a distribuição Rice transforma-se na distribuição Rayleigh e, se K for muito maior que um, a distribuição Rice transforma-se numa distribuição Gaussiana de média A e a fase tende para a fase da componente em linha de vista. Na Figura 2.7 estão ilustradas algumas distribuições de Rice para diferentes valores de K .

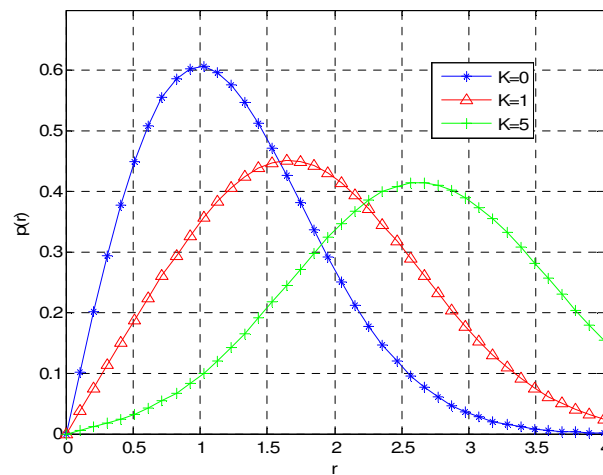


Figura 2.7 - Distribuição de Rice para diferentes valores de K

Na Figura 2.8 está ilustrado um sinal obtido no receptor quando o desvanecimento rápido no canal é do tipo Rayleigh e do tipo Rice com factor $K=4$, utilizando apenas estatísticas de primeira ordem. Para um canal que apresente um desvanecimento do tipo Rayleigh a probabilidade de a potência recebida descer abaixo de um determinado limiar é maior que num canal com desvanecimento Rice.

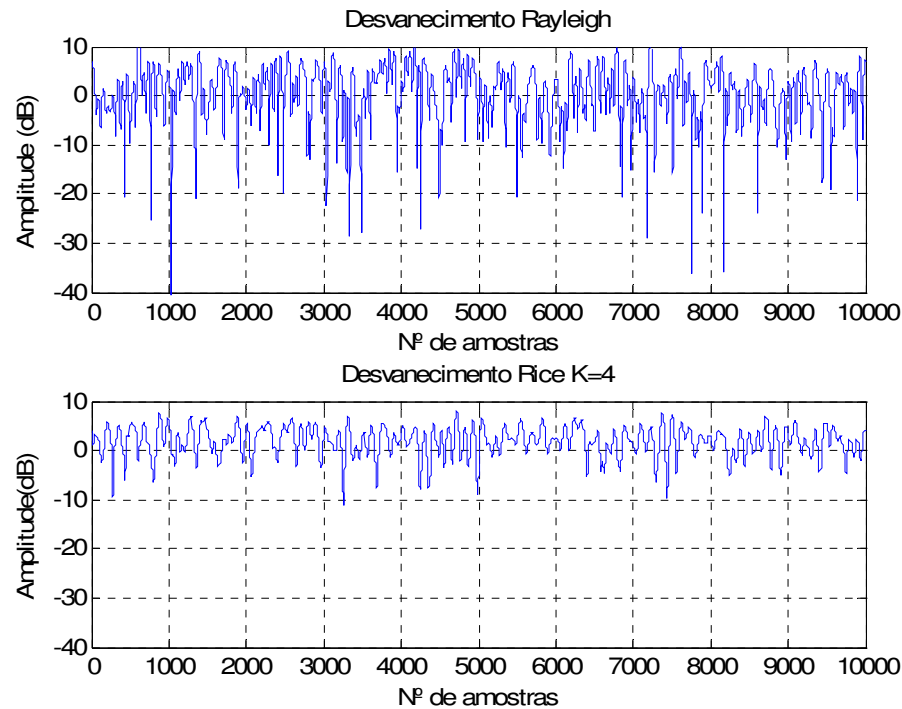


Figura 2.8- Desvanecimento Rayleigh e Rice a 900 MHz com o receptor a mover-se a 120 km/h

2.6. Diversidade e Técnicas de Combinação do Sinal

O desvanecimento rápido tem como principal origem o multipercorso. O multipercorso origina múltiplas componentes de sinal que chegam ao receptor com amplitudes, atrasos e fases aleatórios. O sinal recebido é a soma de todas as componentes multipercorso e, como estas têm fases aleatórias, somam-se construtivamente ou destrutivamente, consoante as diferentes componentes estejam em fase ou oposição de fase respectivamente. Isto pode levar a que o nível de sinal no

receptor desça abaixo de um determinado limiar de potência e, em consequência disso o receptor não consegue decodificar correctamente a informação recebida, o que provoca um aumento de erros na recepção. Para minimizar estes efeitos pode-se deixar uma margem para desvanecimento, técnica que não é muito eficiente em termos de potência. Para termos maiores margens para desvanecimento teríamos que transmitir uma maior potência (conduziria a uma maior interferência) ou usar receptores mais complexos de maneira a que a potência de *threshold* pudesse ser menor. Qualquer uma das técnicas indicadas é muito dispendiosa em termos económicos. Uma outra forma de minimizar os efeitos que resultam do desvanecimento, sem recorrer ao aumento da potência a transmitir ou da largura de banda do canal denomina-se de diversidade.

O conceito base reside no facto de que duas ou mais amostras independentes dum processo aleatório sofrem desvanecimentos independentes. Assim a probabilidade de todas as amostras se encontrarem simultaneamente abaixo de um determinado nível é muito mais reduzida do que apenas uma delas. A diversidade [1] consiste em fornecer ao receptor várias réplicas do sinal transmitido por caminhos de propagação ou canais de desvanecimento independentes. Assim se tivermos caminhos de propagação independentes a probabilidade de que todos os caminhos sofram desvanecimentos simultaneamente é muito menor, o que resulta numa melhoria da informação recebida, ou seja, uma melhoria da taxa de erro de bit (BER). A diversidade consiste em introduzir redundância no sistema e pode ser realizada de diferentes formas: no tempo, na frequência, no espaço, na polarização, entre outras.

A diversidade temporal consiste em transmitir a mesma informação com um atraso temporal. O atraso entre cada repetição de informação deve ser superior ao tempo de coerência do canal para que os desvanecimentos que ocorrem em cada sinal sejam independentes. Esta técnica possui o inconveniente de reduzir a capacidade de transmissão de informação do sistema.

A diversidade na frequência é realizável através da transmissão da mesma informação em mais que uma portadora. As frequências de cada portadora devem estar espaçadas de pelo menos a largura de banda de coerência do canal, para que os desvanecimentos em cada sinal sejam independentes. O preço a pagar pelo aumento da fiabilidade da informação é o aumento da largura de banda para transmitir a mesma quantidade de informação que se transmite sem diversidade na frequência.

A diversidade espacial consiste em receber o sinal em mais que uma antena. As antenas deverão ter uma separação suficiente de modo a que os sinais recebidos em cada uma sejam suficientemente descorrelacionados, e assim apresentem desvanecimentos independentes.

Com a realização de diversidade temos no receptor duas ou mais versões do sinal que representam a mesma informação mas onde cada um sofre desvanecimentos independentes. A combinação destes sinais no receptor resulta numa melhoria da qualidade do sinal, ou seja, a SNR é melhorada no receptor o que permite uma melhor decodificação, resultando numa mais baixa taxa de erros após a decodificação. As diferentes formas de combinação dos sinais no receptor são [6]: selecção (SC), máxima razão (MRC) e ganho igual (EGC).

Na técnica SC apenas o melhor dos sinais é seleccionado em cada instante. Normalmente corresponde aquele que tem um maior nível de potência e os outros sinais não contribuem para nada. Esta técnica é de fácil implementação mas não é a melhor em termos de eficiência pelo facto de não utilizar todos os sinais recebidos. Na técnica MRC a cada sinal é atribuído um peso de acordo com a sua potência maximizando-se assim a SNR do sinal resultante. Esta técnica leva a uma maximização da SNR apresentando assim um melhor desempenho, mas é muito difícil de implementar devido ao cálculo correcto dos pesos a atribuir a cada sinal. A EGC não leva à maximização da SNR, mas mesmo assim apresenta um desempenho muito próximo do MRC e é de fácil implementação porque os pesos a atribuir a cada sinal são

todos iguais. Na Figura 2.9 está ilustrado uma comparação de desempenho entre as diferentes técnicas de selecção.

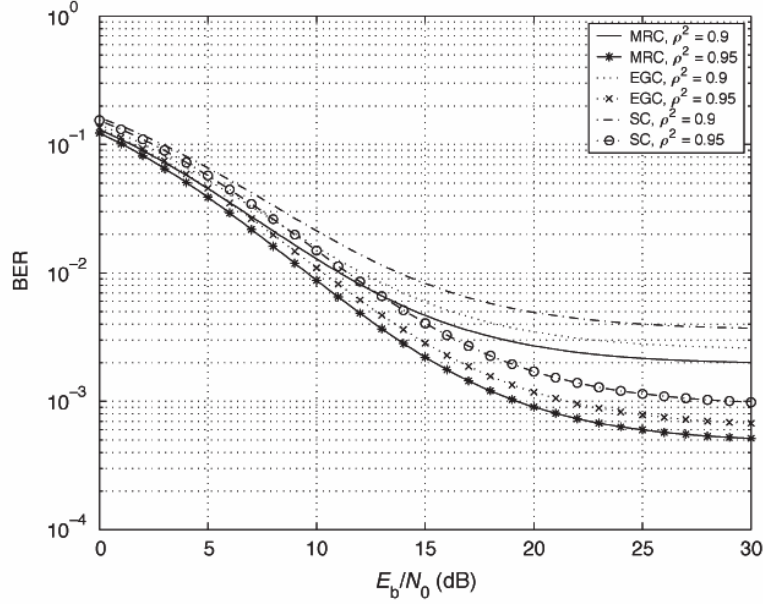


Figura 2.9 - Comparação entre as técnicas de combinação de sinal: SC, MRC e EGC [6]

2.7. Diversidade Espacial

A técnica de diversidade espacial, aqui mais explorada devido aos desenvolvimentos desta tese, é uma das mais utilizadas nas comunicações sem fios na actualidade. Esta técnica, como foi referido, consiste em ter antenas suficientemente espaçadas para que os sinais em cada uma das antenas sejam suficientemente descorrelacionados. Assumindo duas antenas isotrópicas no plano horizontal, recebendo sinais com uma distribuição angular uniforme e uma distância d entre duas antenas a auto-correlação entre os sinais nas antenas é dada por:

$$\rho(d) = J_0\left(\frac{2\pi d}{\lambda}\right) \quad (2.17)$$

onde λ é o comprimento de onda e $J_0()$ é função de Bessel de primeira espécie de ordem 0. Através da equação (2.17) verifica-se que os sinais são aproximadamente descorrelacionados se a distância entre as antenas for pelo menos 0.4λ (12cm a 900 MHz), tal como ilustrado na Figura 2.10.

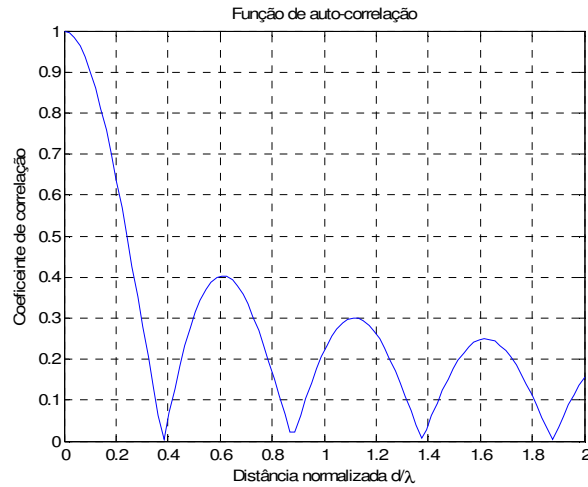


Figura 2.10 - Função de auto-correlação entre os sinais em duas antenas

Este tipo de diversidade pode ser realizado no receptor, no transmissor ou em ambos simultaneamente. Na Figura 2.11 estão representados esquemas de diversidade espacial e a respectiva designação de acordo com a localização das antenas para realização da diversidade. É de notar que a utilização de sistemas SIMO, MISO e MIMO além de permitirem combater o desvanecimento multipercurso através da criação de vários caminhos independentes entre transmissor e receptor, permitem também aumentar a capacidade do sistema, comparativamente a um sistema SISO.

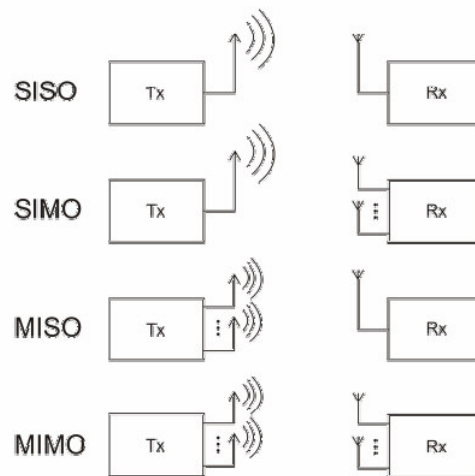


Figura 2.11 - Sistemas: SISO, SIMO, MISO e MIMO

Como a diversidade espacial consiste em receber ou transmitir o sinal em mais que uma antena, um sistema SIMO apresenta diversidade de recepção, um sistema MISO apresenta diversidade de transmissão e um sistema MIMO apresenta diversidade de transmissão e de recepção. Um sistema SISO não realiza qualquer forma de diversidade espacial. Quanto maior for o número de antenas de transmissão e/ou de recepção maior é o número de amostras do sinal o que resulta numa maior SNR do sinal recebido e, conseqüentemente numa menor probabilidade de erros após decodificação.

3. Sistemas MIMO

Tem-se assistido a um aumento da procura de serviços de comunicação sem fios, de entre os quais serviços multimédia, que requerem grande débitos de informação e onde é necessário garantir a fiabilidade da informação recebida.

Os sistemas de comunicações móveis tradicionais são baseados na utilização de uma única antena, quer do lado do receptor, quer do lado do transmissor (sistemas SISO), permitindo a exploração dos domínios do tempo, da frequência e da codificação. A utilização de *smart antennas*, sistemas em que um dos terminais está equipado com um agregado de antenas (SIMO e MISO) permite a exploração parcial do domínio espacial, podendo-se obter ganhos de diversidade espacial e também ganhos fornecidos pela técnica de formatação de feixe, quando utilizadas.

Os sistemas que utilizam múltiplas antenas, quer do lado do transmissor quer do lado do receptor, tal como ilustrado na Figura 3.1, designam-se de sistemas MIMO e permitem a exploração total do domínio espacial. Os sistemas MIMO permitem a obtenção de diferentes ganhos: diversidade, formatação de feixe e capacidade. Um ambiente caracterizado pela existência de um elevado número de componentes multipercurso independentes, apresenta uma capacidade de transmissão de informação muito superior que qualquer outro sistema de comunicações móveis. A introdução do conceito de multiplexagem espacial é fundamental pois permite que as características de propagação das componentes multipercurso sejam exploradas de forma a criar múltiplos canais virtuais de transmissão paralelos.

O desafio de aumentar a taxa de transmissão e a fiabilidade da informação, envolve diversas dificuldades. Segundo Shannon [7] para se aumentar a capacidade de um canal (bps) é necessário aumentar a largura de banda de transmissão ou então a SNR. A limitação ao uso de uma maior largura de banda está no facto do espectro de frequência ser um recurso raro e caro, por outro lado para se aumentar a SNR é

necessário aumentar a potência de transmissão, o que não é desejável em um dispositivo móvel. Relativamente à fiabilidade da informação recebida, esta é afectada pelo desvanecimento multipercurso, e pode ser combatida através de diferentes esquemas de diversidade.

Os sistemas MIMO realizam uma forma de diversidade espacial, logo apresentam um ganho de diversidade que permite combater o desvanecimento e melhorar a fiabilidade da informação recebida. **A tecnologia MIMO permite também aumentar a taxa de transmissão sem ser necessário aumentar a largura de banda e a potência de transmissão.**

Como a tecnologia MIMO **permite aumentar a taxa de transmissão e combater o desvanecimento**, é possível arranjar estruturas que forneçam simultaneamente as duas alternativas.

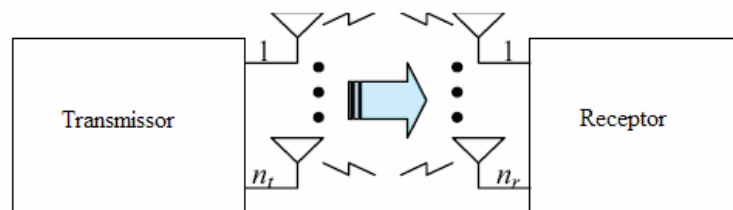


Figura 3.1 - Sistema MIMO

3.1. Modelo de Canal MIMO

Considere-se um sistema MIMO com N_T antenas no transmissor e N_R antenas no receptor. Na Figura 3.2 está ilustrado modelo de canal de um sistema MIMO.

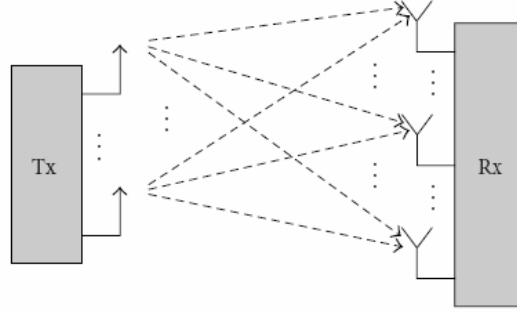


Figura 3.2 - Modelo de canal MIMO

De acordo com [8], como um sistema MIMO é equipado com múltiplas antenas transmissoras e receptoras a matriz do canal, $\mathbf{H}(t, \tau)$, é descrita pelas entradas $h_{ij}(t, \tau)$, que correspondem a resposta impulsiva variante no tempo entre a j -ésima antena transmissora e a i -ésima antena receptora. A matriz $\mathbf{H}(t, \tau)$ de dimensão $N_R \times N_T$ é dada por:

$$\mathbf{H}(t, \tau) = \begin{bmatrix} h_{11}(t, \tau) & h_{12}(t, \tau) & \cdots & h_{1N_T}(t, \tau) \\ h_{21}(t, \tau) & h_{22}(t, \tau) & \cdots & h_{2N_T}(t, \tau) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{N_R1}(t, \tau) & h_{N_R2}(t, \tau) & \cdots & h_{N_RN_T}(t, \tau) \end{bmatrix} \quad (3.1)$$

O sinal transmitido $\mathbf{s}(t)$ é representado por um vector $N_T \times 1$ e é dado por $\mathbf{s}(t) = [s_1(t) \ s_2(t) \ \cdots \ s_{N_T}(t)]^T$, onde $s_j(t)$ é o sinal transmitido pela j -ésima antena transmissora. O sinal recebido $\mathbf{y}(t)$ é um vector $N_R \times 1$ representado por

$\mathbf{y}(t) = [y_1(t) \ y_2(t) \ \cdots \ y_{N_r}(t)]^T$, onde $y_i(t)$ é o sinal recebido pela i -ésima antena receptora. O vector do sinal recebido $\mathbf{y}(t)$ é dado por:

$$\mathbf{y}(t) = \int_{\tau} \mathbf{H}(t, \tau) \mathbf{s}(t - \tau) d\tau + \mathbf{n}(t) \quad (3.2)$$

onde $\mathbf{n}(t)$ é o vector de ruído AWGN. Considerando o canal como invariante no tempo a matriz do canal depende apenas do atraso, pelo que $\mathbf{H}(t, \tau) = \mathbf{H}(\tau)$ a equação (3.2) é simplificada para:

$$\mathbf{y}(t) = \int_{\tau} \mathbf{H}(\tau) \mathbf{s}(t - \tau) d\tau + \mathbf{n}(t) = \mathbf{H}(\tau) * \mathbf{s}(t) + \mathbf{n}(t) \quad (3.3)$$

onde $*$ representa a operação de convolução.

Modelo de Canal MIMO de Banda Estreita

Considerando que o canal apresenta um comportamento uniforme na frequência, vem que $\mathbf{H}(\tau) = \mathbf{H}(0)$, e a equação (3.3) é simplificada para:

$$\mathbf{y}(t) = \mathbf{H} \mathbf{s}(t) + \mathbf{n}(t) \quad (3.4)$$

No domínio discreto a equação (3.4) é dada por:

$$\mathbf{y}[k] = \mathbf{H} \mathbf{s}[k] + \mathbf{n}[k] \quad (3.5)$$

onde k representa o índice da amostra temporal. A saída num dado instante k não depende das entradas passadas, pelo que os índices temporais podem ser eliminados e a equação (3.5) é simplificada para:

$$\mathbf{y} = \mathbf{H} \mathbf{s} + \mathbf{n} \quad (3.6)$$

Os elemento h_{ij} da matriz do canal \mathbf{H} , idealmente são considerados amostras independentes e identicamente distribuídas (i.i.d) de uma variável aleatória complexa gaussiana, o que significa que os elementos h_{ij} não são correlacionados entre si. A

envolvente destes elementos segue uma distribuição Rayleigh. Na realidade estes elementos de desvanecimento nem sempre são amostras i.i.d devido ao espaçamentos entre as antenas não ser suficiente ou o próprio canal físico não o permitir.

Através das equações (3.1) e (3.6) verifica-se que o sinal recebido por uma determinada antena receptora m , tal que $1 \leq m \leq N_R$, é dado por:

$$y_m = h_{m1}s_1 + h_{m2}s_2 + \dots + h_{mN_T}s_{N_T} + n_m \quad (3.7)$$

ou seja, cada antena receptora recebe os sinais enviados por todas as antenas transmissoras acrescidos do ruído branco.

Modelo de Canal MIMO de Banda Larga

Considerando que o canal apresenta um comportamento dispersivo na frequência, o modelo de sistema MIMO de banda larga no domínio discreto é dado por:

$$\mathbf{y}[k] = \sum_{\tau=1}^D \mathbf{H}(\tau) \mathbf{s}[k - (\tau - 1)] + \mathbf{n}(k) \quad (3.8)$$

onde τ é o atraso de cada componente multipercurso, D o número de componentes multipercurso do perfil de intensidade de potência de atraso e k representa o índice da amostra temporal. Quando $D=1$, o que significa que não existem componentes multipercurso atrasadas que é o caso dos sistemas de banda estreita, a equação (3.8) transforma-se na equação (3.5).

3.2.Capacidade de um sistema MIMO

A cada canal está associado um parâmetro designado de capacidade de canal (C em bps/Hz). Shannon em [7] apresenta a formulação matemática para a capacidade de canal que é dada por:

$$C = \log_2 \left(1 + \frac{S}{N} \right) \quad (3.9)$$

onde a relação $\frac{S}{N}$ é a SNR.

Com isto Shannon veio trazer uma luz completamente nova sobre o problema da comunicação, pois segundo Shannon o ruído não é um factor limitativo da qualidade da comunicação mas sim da quantidade máxima de informação que pode ser transmitida com fidelidade. Isto significa que a transmissão a ritmos abaixo de C pode ser efectuada com a probabilidade de erro de símbolo (após descodificação) arbitrariamente baixa mediante o uso de códigos apropriados.

Capacidade de um Sistema SISO

A capacidade de canal é dependente do número de antenas no receptor e no transmissor. Para um sistema SISO a capacidade máxima é dada pelo limite de Shannon [9, 10]:

$$C_{SISO} = \log_2 \left(1 + \frac{P_T}{N} |h|^2 \right) = \log_2 (1 + \rho) \quad (3.10)$$

onde P_T é a potência transmitida, N é a potência do ruído, h é a função de transferência do canal (ganho do canal) e ρ é a SNR na antena receptora.

Capacidade de um Sistema SIMO

Para um sistema SIMO (diversidade na recepção) com N_R antenas de recepção a capacidade máxima é dada por [10]:

$$C_{SIMO} = \log_2 \left(1 + \frac{P_T}{N} \sum_{i=1}^{N_R} |h_i|^2 \right) \quad (3.11)$$

onde h_i é o ganho do canal da antena de transmissão para a antena de recepção i . Na equação (3.11) verifica-se que um aumento no número de antenas receptoras conduz a uma aumento logarítmico na capacidade do canal.

Capacidade de um Sistema MISO

Num sistema MISO (diversidade na transmissão) com N_T antenas para transmissão a capacidade máxima do canal é dada por [10]:

$$C_{MISO} = \log_2 \left(1 + \frac{P_T}{NN_T} \sum_{i=1}^{N_T} |h_i|^2 \right) \quad (3.12)$$

onde h_i representa o ganho do canal da antena de transmissão i para a antena de recepção. A divisão da P_T pelo número de antenas N_T , indica que a potência total transmitida pelo sistema é igual à potência total transmitida no caso de uma única antena. Na equação (3.12) verifica-se que um aumento no número de antenas transmissoras leva a um aumento logarítmico na capacidade do canal.

Comparando a equação (3.11) com a equação (3.12) verifica-se que $C_{SIMO} > C_{MISO}$. Isto resulta da falta de informação do canal por parte do transmissor que assim não pode explorar completamente o domínio espacial. Quando o transmissor dispõe de informação relativa ao canal de propagação e assumindo como idênticas as condições no canal MISO e SIMO, a capacidade do canal MISO iguala a capacidade do canal SIMO.

Capacidade de um Sistema MIMO

Relativamente à capacidade de um canal MIMO considere-se \mathbf{Q} a matriz de covariância do vector do sinal a transmitir \mathbf{s} , que é dada por $\mathbf{Q} = E[\mathbf{s}\mathbf{s}^H]$, onde $E[\]$ representa a esperança matemática, e o modelo de sinal dado pela equação (3.6). Assim um sistema MIMO com N_T antenas transmissoras e N_R antenas receptoras apresenta uma capacidade dada por [10]:

$$C_{MIMO} = \log_2 \left[\det \left(\mathbf{I}_{N_R} + \frac{P_T}{NN_T} \mathbf{H}\mathbf{Q}\mathbf{H}^H \right) \right] \quad (3.13)$$

onde \mathbf{I}_{N_R} é a matriz identidade de dimensão $N_R \times N_R$, \mathbf{H} é a matriz do canal de dimensão $N_R \times N_T$, e \mathbf{H}^H é a matriz trans-conjugada da matriz do canal \mathbf{H} . Para que a potência transmitida, P_T , seja sempre constante deve-se verificar $tr(\mathbf{Q}) = P_T$ ¹.

Transmissor sem Informação do Canal MIMO

No caso em que o transmissor não tem informação acerca do canal de propagação, considera-se que cada antena transmissora radia a mesma potência e que os sinais transmitidos são independentes. Esta consideração leva a que a matriz $\mathbf{Q} = \mathbf{I}_{N_T}$. Nesta situação pode mostrar-se que a capacidade dada por (3.13) cresce linearmente com $m = \min(N_T, N_R)$. Substituindo a matriz \mathbf{Q} na equação (3.13), vem que:

$$C_{MIMO_{DPV}} = \log_2 \left[\det \left(\mathbf{I}_{N_R} + \frac{P_T}{NN_T} \mathbf{H}\mathbf{H}^H \right) \right] \quad (3.14)$$

onde $\mathbf{H}\mathbf{H}^H$ de dimensão $N_R \times N_R$ é uma matriz hermítica² semi-definida positiva, pelo que há uma matriz unitária³ \mathbf{P} tal que:

¹ $tr(\mathbf{A}) = \sum_{i=1}^n a_{ii}$ Representa o traço de uma matriz \mathbf{A} quadrada de ordem n .

² Uma matriz \mathbf{A} diz-se hermítica se $\mathbf{A} = \mathbf{A}^H$.

$$\mathbf{H}\mathbf{H}^H = \mathbf{P}\mathbf{\Lambda}\mathbf{P}^H \quad (3.15)$$

onde $\mathbf{\Lambda}$ é uma matriz $N_R \times N_R$ diagonal com os valores próprios de $\mathbf{H}\mathbf{H}^H$, ou seja, $\mathbf{\Lambda} = \text{diag}(\lambda_1 \ \lambda_2 \ \cdots \ \lambda_{N_R})$, com $\lambda_i \geq 0$. Relativamente aos valores próprios, λ_i , assume-se que $\lambda_i \geq \lambda_{i+1}$, e são dados por:

$$\lambda_i = \begin{cases} \beta_i^2, & i = 1, 2, \dots, r \\ 0, & i = r + 1, \dots, N_R \end{cases} \quad (3.16)$$

onde r é a característica⁴ da matriz \mathbf{H} , os β_i são os valores singulares da matriz \mathbf{H} obtidos de acordo com:

$$\mathbf{H} = \mathbf{U}\mathbf{D}\mathbf{V}^H \quad (3.17)$$

onde \mathbf{U} e \mathbf{V} são matrizes unitárias e \mathbf{D} é uma matriz diagonal com os valores singulares de \mathbf{H} , ou seja, $\mathbf{D} = \text{diag}(\beta_1 \ \beta_2 \ \cdots \ \beta_r)$. Substituindo a equação (3.15) em (3.14), vem que a capacidade do canal é dada por:

$$C_{\text{MIMO}_{\text{DPV}}} = \log_2 \left(\det \left(\mathbf{I}_{N_R} + \frac{P_T}{NN_T} \mathbf{P}\mathbf{\Lambda}\mathbf{P}^H \right) \right) \quad (3.18)$$

Tendo em conta que \mathbf{P} é unitária e que $\det(\mathbf{I}_m + \mathbf{A}\mathbf{B}) = \det(\mathbf{I}_n + \mathbf{B}\mathbf{A})$, com \mathbf{A} $m \times n$ e \mathbf{B} $n \times m$, a equação (3.18) pode ser simplificada para:

$$C_{\text{MIMO}_{\text{DPV}}} = \log_2 \left(\det \left(\mathbf{I}_{N_R} + \frac{P_T}{NN_T} \mathbf{\Lambda} \right) \right) \quad (3.19)$$

que é equivalente a:

³ Uma matriz \mathbf{A} diz-se unitária se $\mathbf{A}\mathbf{A}^H = \mathbf{A}^H\mathbf{A} = \mathbf{I}$.

⁴ A característica da matriz \mathbf{H} ($m \times n$), corresponde ao número dos seus valores próprios não nulos, e no máximo é igual a $\min(m, n)$.

$$C_{MIMO_{DPU}} = \sum_{i=1}^{N_R} \log_2 \left(1 + \frac{P_T}{NN_T} \lambda_i \right) \quad (3.20)$$

Comparando a equação (3.20) com a equação (3.10) verifica-se que a capacidade do canal MIMO é o somatório das capacidades de N_R canais SISO independentes, em que os ganhos de canal SISO são os valores próprios da matriz $\mathbf{H}\mathbf{H}^H$ e cuja potência total é distribuída uniformemente por cada antena de transmissora. Assim, um sistema MIMO permite um aumento da capacidade do canal que cresce linearmente com $\min(N_T, N_R)$. Como o ganho de capacidade depende dos valores próprios da matriz $\mathbf{H}\mathbf{H}^H$, se estes apresentarem valores baixos ou nulos (ganho do canal baixo ou nulo), pode ser impossível a transmissão num canal virtual SISO associado a um valor próprio baixo, podendo a potência atribuída a esse canal virtual não ser suficiente para alcançar o receptor. Na Figura 3.3 está ilustrada a capacidade ergódica (definição apresentada na secção 3.3) do canal em função da SNR, onde se verifica que duplicando o número de antenas no Tx e no Rx a capacidade do canal é aproximadamente duplicada.

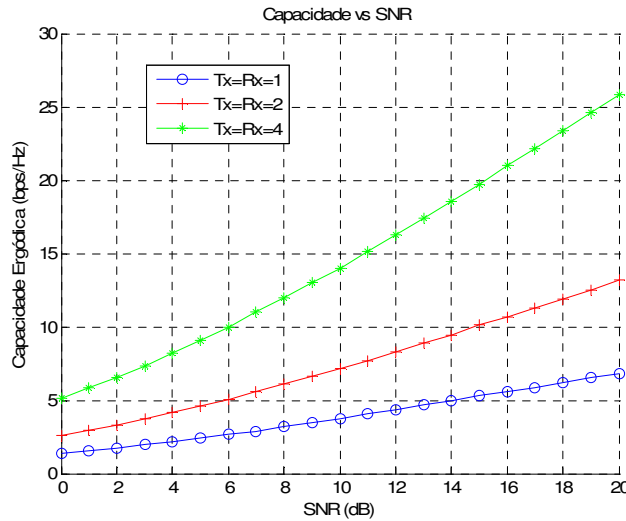


Figura 3.3 - Capacidade vs SNR para um sistema SISO e duas configurações MIMO

Transmissor com Informação do Canal MIMO

No caso em que o **transmissor tem informação** sobre o canal de propagação, esta informação pode contribuir para um ganho adicional de capacidade do canal. Se o transmissor conhecer a matriz do canal a decomposição em valores singulares pode ser feita no transmissor, permitindo assim que este efectue uma distribuição não uniforme de potência de forma a maximizar a capacidade do canal MIMO. Considere-se a decomposição em valores singulares da matriz \mathbf{H} de acordo com a equação (3.17), que conduz a um sistema dado por:

$$\tilde{\mathbf{y}} = \mathbf{D}\tilde{\mathbf{s}} + \tilde{\mathbf{n}} \quad (3.21)$$

onde $\tilde{\mathbf{y}} = \mathbf{U}^H \mathbf{y}$, $\tilde{\mathbf{s}} = \mathbf{V}^H \mathbf{s}$, $\tilde{\mathbf{n}} = \mathbf{U}^H \mathbf{n}$, ambos de dimensão $r \times 1$, \mathbf{D} de dimensão $r \times r$ ⁵. A equação (3.21) corresponde a um sistema com r canais virtuais paralelos SISO em que o ganho do canal corresponde aos valores próprios não nulos da matriz $\mathbf{H}\mathbf{H}^H$.

O transmissor com informação da matriz \mathbf{H} efectua uma distribuição não uniforme de potência pelas antenas transmissoras. Isto consegue ajustando-se a matriz de covariância \mathbf{Q} do vector a transmitir $\tilde{\mathbf{s}} = \mathbf{V}^H \mathbf{s}$, sendo distribuída mais potência pelos canais virtuais independentes cujos valores próprios correspondentes apresentem um maior valor, e menos potência pelos canais virtuais independentes cujos valores próprios apresentem um menor valor. Isto traduz-se num factor adicional de ponderação, γ_i , na SNR de cada canal virtual independente SISO, sendo agora a capacidade do canal MIMO dada por:

$$C_{MIMO_{DPO}} = \sum_{i=1}^r \log_2 \left(1 + \gamma_i \frac{P_T}{NN_T} \lambda_i \right) \quad (3.22)$$

⁵ Se os valores próprios da matriz $\mathbf{H}\mathbf{H}^H$ serem todos positivos não nulos, vem que $r = N_R$.

Considerando os r canais virtuais paralelos, e que cada um apresenta um nível de potência dado por $1/\lambda_i$, e pretendendo que todos os canais apresentem um nível de potência comum μ , o cálculo dos coeficientes de ponderação, γ_i , operação denominada de *water-filling*, é traduzida pela seguinte relação:

$$\frac{1}{\lambda_1} + \gamma_1 = \frac{1}{\lambda_2} + \gamma_2 = \dots = \frac{1}{\lambda_i} + \gamma_i = \dots = \frac{1}{\lambda_r} + \gamma_r = \mu \quad (3.23)$$

Da equação (3.23) conclui-se que canais com maior ganho λ_i recebem mais potência, enquanto que canais com pior desempenho recebem menos potência. Se se verificar $1/\lambda_i \geq \mu$ então o coeficiente de ponderação associado é nulo, ou seja, o canal respectivo não recebe qualquer potência.

Na Figura 3.4 está ilustrada a capacidade ergódica em função da SNR para um sistema MIMO com quatro antenas no transmissor e no receptor, para a situação em que há uma distribuição ótima de potência (transmissor com informação do canal) e quando há uma distribuição uniforme de potência (transmissor sem informação do canal). Verifica-se que o conhecimento do canal por parte do transmissor leva a um ganho adicional. Este ganho é logicamente maior para valores baixos de SNR, pois realizando uma distribuição uniforme de potência para valores elevados de SNR, todos os canais já recebem uma quantidade razoável de potência o que leva a que os canais com maior atenuação já apresentem um bom desempenho.

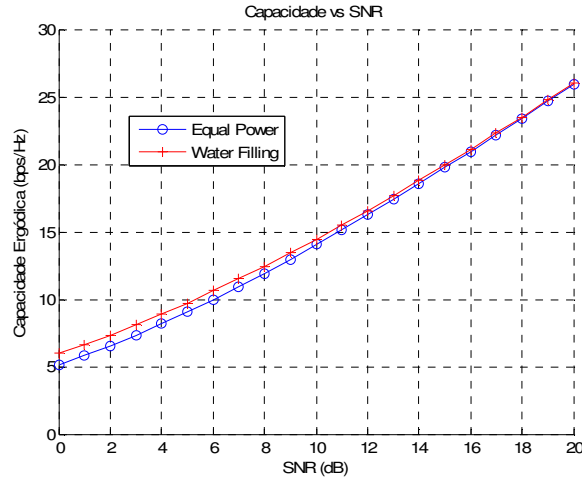


Figura 3.4 - Capacidade vs SNR para um sistema MIMO 4×4, para duas estratégias de distribuição de potência do transmissor: *Equal Power* e *Water Filling*

Canal MIMO Selectivo em Frequência

Na análise da capacidade do canal de propagação MIMO feita atrás, considerou-se o canal como sendo uniforme na frequência. Relativamente a um canal MIMO selectivo na frequência, a capacidade é calculada dividindo a banda de interesse em M sub-bandas, de forma que cada sub-banda seja considerada uniforme. O canal é assim visto como um conjunto de M sub-canais.

Seja \mathbf{H}_i com $i=1, 2, \dots, M$, a matriz de transmissão do sub-canal i , $\mathcal{S} = [\mathbf{s}_1^T \quad \mathbf{s}_2^T \quad \dots \quad \mathbf{s}_M^T]^T$ de dimensão $N_T M \times 1$, $\mathcal{Y} = [\mathbf{y}_1^T \quad \mathbf{y}_2^T \quad \dots \quad \mathbf{y}_M^T]^T$ e $\mathcal{N} = [\mathbf{n}_1^T \quad \mathbf{n}_2^T \quad \dots \quad \mathbf{n}_M^T]^T$ de dimensão $N_R M \times 1$ e \mathcal{H} uma matriz diagonal de blocos. A equação que relaciona o vector entrada \mathcal{S} com o vector saída \mathcal{Y} , é dada por:

$$\mathcal{Y} = \mathcal{H}\mathcal{S} + \mathcal{N} \quad (3.24)$$

A capacidade do canal MIMO é então dada por:

$$C_{MIMO_{sf}} \approx \frac{1}{M} \sum_{i=1}^M \log_2 \left(\det \left(\mathbf{I}_{N_R} + \frac{P_T}{NN_T} \mathbf{H} \mathbf{Q} \mathbf{H}^H \right) \right) \quad (3.25)$$

3.3. Capacidade Ergódica e Capacidade Garantida

A matriz do canal MIMO é aleatória o que leva a que a capacidade do canal seja também uma variável aleatória. Neste caso duas definições estatísticas da capacidade do canal são usualmente utilizadas: a capacidade ergódica e a capacidade garantida.

A capacidade ergódica é definida como o valor médio da capacidade do canal, e é dada por:

$$C_{erg} = E[C_{MIMO}] \quad (3.26)$$

onde C_{MIMO} é dada pela equação (3.20) quando o Tx não dispõe de informação acerca do canal e pela equação (3.22) quando o Tx dispõe de informação acerca do canal. A capacidade ergódica do canal é a média dos valores máximos da taxa de informação que pode ser transmitida considerando as variações do canal.

A capacidade garantida, C_G , quantifica o nível de desempenho que é garantido para um determinado nível de fiabilidade. Define-se $C_{G,q\%}$ como a taxa de transmissão que é alcançada em $(100 - q)\%$ das realizações do canal. Matematicamente temos que:

$$P\{C \leq C_{G,q\%}\} = q\% \quad (3.27)$$

onde $P\{ \}$ representa a medida de probabilidade de um evento aleatório. Variando-se a probabilidade dada pela equação (3.27) entre 0 e 1 obtém-se a função distribuição (CDF) da capacidade do canal. Considerando um valor de 0.5 para a mesma probabilidade, o valor de capacidade obtido corresponde à capacidade ergódica. A

capacidade garantida é uma caracterização útil quando o canal é desconhecido no Tx e a matriz \mathbf{H} é aleatória mas o canal é quase-estático.

3.4. Multiplexagem Espacial

A tecnologia MIMO permite aumentar a taxa de transmissão de informação através de um ganho de capacidade, que resulta da criação de m canais ortogonais em que a informação a transmitir é multiplexada por esses canais, ou seja, comparativamente com a tecnologia SISO, apresenta um aumento de aproximadamente m vezes na capacidade do canal. **Num sistema MIMO transmite-se aproximadamente m vezes mais informação que em um sistema SISO, sem qualquer incremento de largura de banda e de potência de transmissão, apenas com a introdução de antenas quer no transmissor quer no receptor e uma maior complexidade referente ao processamento da informação quer do lado do transmissor quer do lado do receptor.**

O aumento da capacidade de um canal MIMO resulta da criação de canais paralelos pelos quais a informação é multiplexada e enviada para o receptor. Assim para dividir a informação a transmitir por vários fluxos de informação, um fluxo de informação para cada antena, são necessários esquemas de multiplexagem da informação. Esses esquemas são designados de esquemas de multiplexação espacial BLAST.

Inicialmente foi criada por Foschini [11] a arquitectura D-BLAST, na qual o número de antenas transmissoras e receptoras são iguais ($N_R = N_T = n$). Esta arquitectura consiste na decomposição do fluxo de dados a transmitir em n fluxos, onde cada um destes n fluxos apresenta a mesma taxa de transmissão e, cada um é transmitido por uma antena diferente. Após τ segundos cada fluxo de informação sofre um deslocamento e é transmitido pela antena seguinte, de tal forma que após $n\tau$ segundos ocorre um ciclo completo, tal como ilustrado no diagrama de blocos da Figura 3.5. Isto permite que nenhum dos n fluxos percorra o pior caminho até ao receptor

durante todo o tempo da transmissão. Como os n fluxos de informação são transmitidos na mesma largura de banda e com a mesma taxa de informação a capacidade do sistema aumenta em n vezes. Esta arquitectura de multiplexagem da informação é de implementação complexa. Assim foi modificada resultando na V-BLAST [12] que é de implementação bastante mais simples.

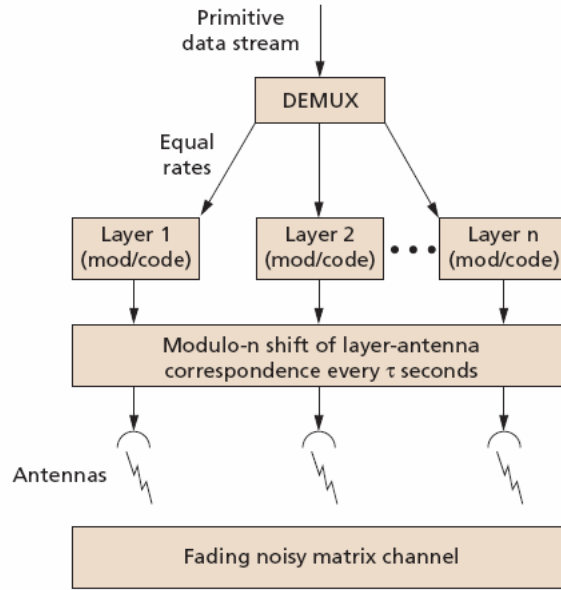


Figura 3.5 - Transmissão na arquitectura D-BLAST

Na arquitectura V-BLAST o número de antenas receptoras, N_R , pode ser diferente do número de antenas transmissoras, N_T . Na transmissão, um fluxo de dados é separado em N_T fluxos, onde cada um desses fluxos é transmitido por uma antena. Ao contrário da arquitectura D-BLAST, a V-BLAST não faz o deslocamento dos fluxos entre as antenas transmissoras, daí a maior simplicidade na implementação. O diagrama de blocos da arquitectura V-BLAST corresponde a um conversor série-paralelo.

Os sinais recebidos pelas antenas receptoras tal como indicado na equação (3.7) apresentam componentes de todos os sinais transmitidos por todas as antenas transmissoras. Assim sendo, é necessário um mecanismo que detecte cada símbolo transmitido. O receptor conhecendo a matriz do canal, \mathbf{H} , distingue os vários canais

virtuais paralelos, detecta as respectivas subsequências e combina-as a fim de recuperar a informação transmitida. O processo assemelha-se à resolução de um sistema linear de equações. Um dos métodos, designado de técnica dos zeros forçados, consiste em inverter a matriz do canal. Um outro método mais complexo e robusto é o detector de máxima verosimilhança em que o receptor compara todas as combinações possíveis de símbolos com o símbolo observado. Na arquitectura BLAST existem dois métodos para realizar o cancelamento de interferência de forma a realizar a detecção dos símbolos enviados pelo transmissor: detecção linear e não linear. Mais informação acerca da detecção no receptor dos símbolos transmitidos nas arquitecturas BLAST em [11, 12].

3.5. Ganho de Diversidade num sistema MIMO

Um sistema MIMO além do ganho de capacidade, também fornece ganho de diversidade. Um sistema MIMO com N_T antenas transmissoras e N_R antenas receptoras apresenta diversidade espacial na transmissão e na recepção. Assumindo que todos os caminhos possíveis entre as antenas transmissoras e as antenas receptoras são estatisticamente independentes, existem $N_T \times N_R$ caminhos independentes entre o transmissor e o receptor. Como os $N_T \times N_R$ caminhos são independentes também sofrem desvanecimento independentes e assim um sistema MIMO fornece uma protecção $N_T \times N_R$ vezes maior que um sistema SISO contra o desvanecimento, aumentando assim a fiabilidade do sistema.

O ganho de diversidade espacial é obtido através de códigos espaço-temporais (STC) [10]. Os códigos STC utilizam a combinação de técnicas de codificação do canal com a utilização de múltiplas antenas, ou seja, é introduzida diversidade espacial e temporal na informação transmitida. Nos esquemas de codificação espaço-tempo, o número de símbolos do código é igual ao número de antenas do transmissor e todos os símbolos são transmitidos ao mesmo tempo, um por cada antena. Os símbolos dos STC

são gerados por um codificador STC. Na Figura 3.6 está ilustrado o diagrama de blocos de codificador STC.

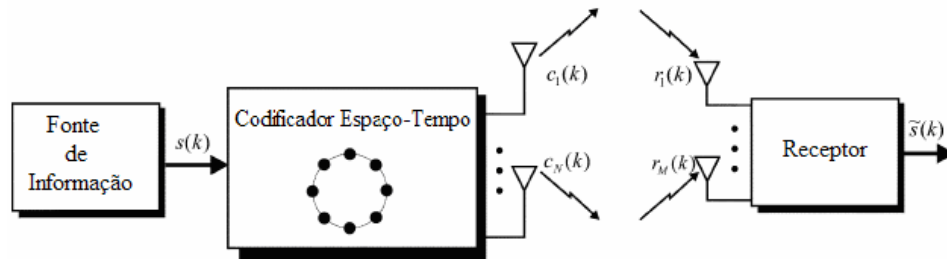


Figura 3.6 - Codificação espaço-tempo

São utilizadas duas técnicas de STC para codificação espaço-tempo: códigos de blocos espaço-tempo (STBC) e códigos de *trellis* espaço-tempo (STTC). A técnica STBC apresenta ganho de codificação baixo ou mesmo nulo, ao contrário da técnica de STTC que apresenta um ganho de codificação muito maior. No entanto a complexidade da decodificação quando são usados STTC aumenta exponencialmente em função da taxa de transmissão o que torna esta técnica impraticável. A fim de tratar a questão da complexidade da decodificação, Alamouti [13] criou um esquema STBC, para transmissão com duas antenas e recepção com uma antena (sistema MISO), tal como ilustrado na Figura 3.7, para canais quase-estáticos e com desvanecimento plano. Neste esquema a decodificação é bastante simples, tratando-se apenas de um simples processamento linear.

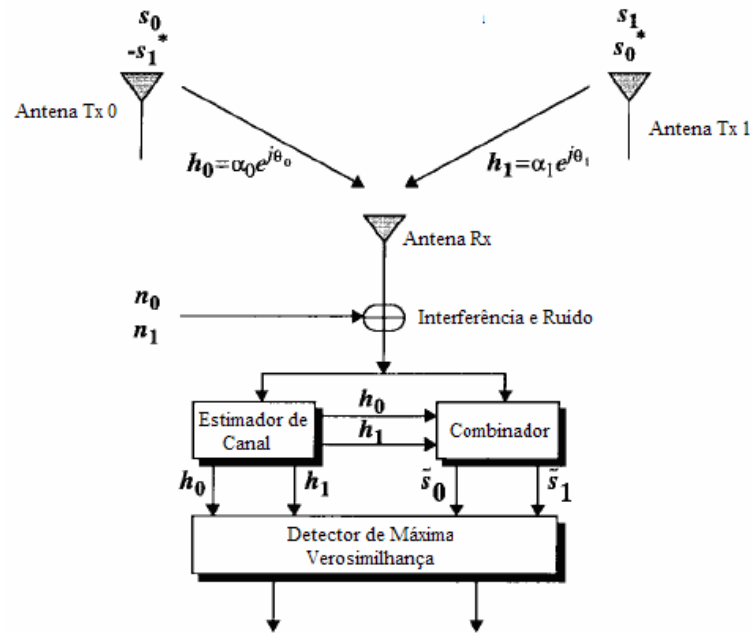


Figura 3.7 - Esquema de transmissão STBC de Alamouti

No esquema de transmissão de Alamouti o sinal transmitido é codificado no espaço e no tempo. Durante um período de símbolo, dois sinais são transmitidos simultaneamente, um em cada antena. s_0 é transmitido pela antena 0 e s_1 é transmitido pela antena 1 e, no próximo período de símbolo o sinal $-s_1^*$ é transmitido pela antena 0 e o sinal s_0^* é transmitido pela antena 1, tal como representado na Tabela 1.

Tabela 1 - Esquema de codificação de Alamouti

	Antena 0	Antena 1
t	s_0	s_1
$t+T$	$-s_1^*$	s_0^*

Neste esquema de codificação é necessário que os receptores conheçam a matriz do canal e que este seja considerado estacionário durante dois períodos de símbolos consecutivos. O sinal recebido é dado por:

$$\begin{aligned} r_0 &= r(t) = h_0 s_0 + h_1 s_1 + n_0 \\ r_1 &= r(t+T) = -h_0 s_1^* + h_1 s_0^* + n_1 \end{aligned} \quad (3.28)$$

onde r_0 e r_1 representam os sinais recebidos nos períodos t e $t+T$, h_0 e h_1 o desvanecimento do sinal transmitido pela antena 0 e pela antena 1 respectivamente, n_0 e n_1 representam o ruído AWGN.

O receptor deve esperar pela recepção dos sinais transmitidos nos períodos t e $t+T$ antes de iniciar o processamento de decodificação. A partir dos sinais recebidos e conhecendo a matriz do canal, o receptor recupera a informação transmitida combinando os sinais recebidos. Na Figura 3.8 está ilustrado o diagrama de blocos de um receptor STBC.

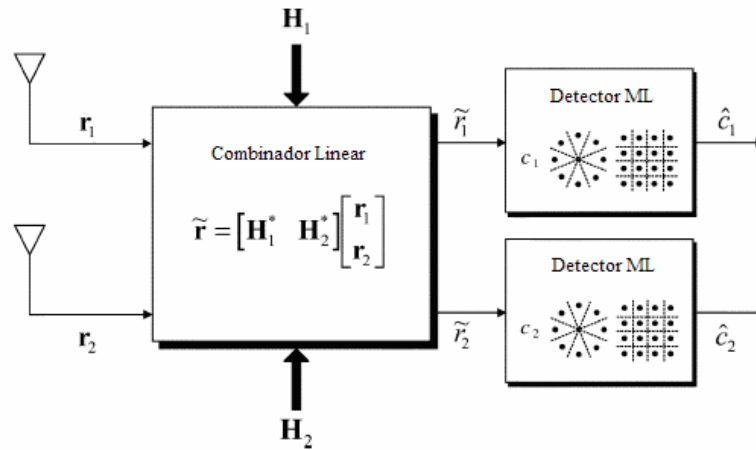


Figura 3.8 - Diagrama de blocos de um receptor STBC

O código de Alamouti pode ser usado em sistemas com mais que uma antena receptora (MIMO), como ilustrado na Figura 3.9.

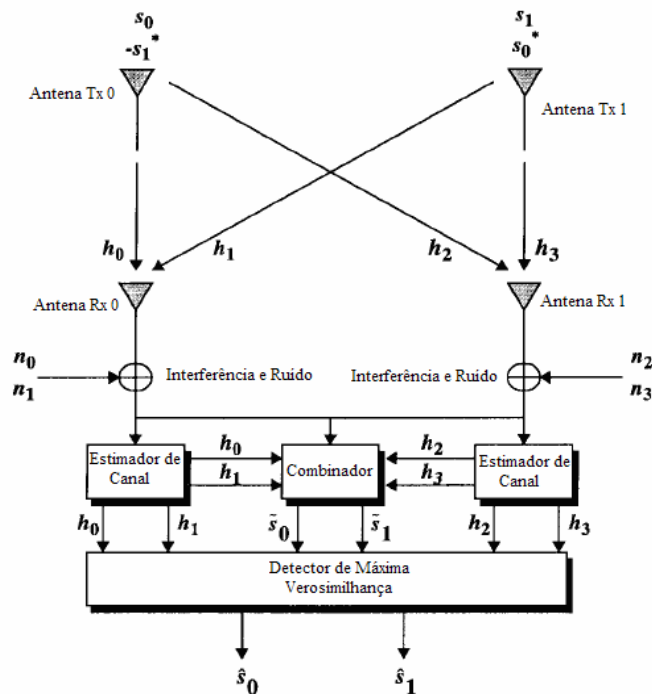


Figura 3.9 - Codificador de Alamouti para sistemas MIMO

O mecanismo de transmissão continua a ser igual, onde a sequência de símbolos transmitidos continua a seguir a ordem da Tabela 1. O mecanismo de recepção varia de acordo com o número de antenas receptoras. Na Tabela 2 está apresentada a definição do canal para duas antenas receptoras e na Tabela 3 está apresentado o sinal recebido nos períodos t e $t+T$ por cada antena.

Tabela 2 – Canal de propagação entre o transmissor e o receptor no esquema de Alamouti

	Antena Rx 0	Antena Rx1
Antena Tx 0	h_0	h_2
Antena Tx 1	h_1	h_3

Tabela 3 - Sinais nas antenas receptoras no esquema de Alamouti

	Antena Rx 0	Antena Rx 1
t	r_0	r_2
$t + T$	r_1	r_3

Através das definições apresentadas na Tabela 2 e na Tabela 3, podem-se escrever as expressões para os sinais recebidos nas duas antenas como sendo:

$$\begin{aligned} r_0 &= h_0 s_0 + h_1 s_1 + n_0 \\ r_1 &= -h_0^* s_1 + h_1^* s_0 + n_1 \\ r_2 &= h_2 s_0 + h_3 s_1 + n_2 \\ r_3 &= -h_2^* s_1 + h_3^* s_0 + n_3 \end{aligned} \tag{3.29}$$

onde n_0 , n_1 , n_2 , n_3 , representam o ruído AWGN. Este procedimento pode ser generalizado para N_T antenas receptoras.

Geralmente o processo de codificação utilizando a técnica STBC é representado por uma matriz onde as colunas mostram o sinal que é transmitido por uma determinada antena e as linhas mostram o instante em que é transmitido um determinado símbolo por uma antena. A Tabela 1 representa essa mesma matriz para codificação de Alamouti num sistema MISO.

A codificação de Alamouti foi o início de uma era de pesquisa para novos esquemas de codificação para diferentes débitos de informação e para mais que duas antenas transmissoras. Tarokh *et al.* em [14] estenderam os esquemas de STBC para mais que duas antenas transmissoras mantendo a simplicidade na decodificação e designaram os esquemas projectados para mais que duas antenas no transmissor da seguinte forma:

- G para esquemas com taxa de transmissão ($R=1/2$).
- H para esquemas com taxa de transmissão ($R=3/4$).
- Após G e H vem o número de antenas transmissoras.

Um esquema de codificação H3, por exemplo, é um STBC com taxa de transmissão $\frac{3}{4}$, para um sistema MIMO com 3 antenas transmissoras. O esquema de transmissão de Alamouti é designado de G2.

O preço a pagar num sistema MIMO para obtenção de ganho de diversidade, é a diminuição da eficiência espectral do sistema, menor taxa de transmissão de informação devido à introdução de redundância no sistema. A eficiência espectral é dada por:

$$\eta = R \log_2(P) = \frac{K}{T} \log_2(P) \quad (3.30)$$

onde R é a taxa de transmissão de informação (K símbolos por período T) e P é o número de símbolos do esquema de modulação utilizado, ou seja, de acordo com um determinado esquema de modulação são transmitidos $\log_2(P)$ bits em cada símbolo. Num sistema MIMO com duas antenas transmissoras e duas antenas receptoras com codificação STCB de Alamouti são transmitidos 2 símbolos de informação por cada 2 períodos, o que resulta em uma eficiência espectral $\eta = \log_2(P)$, que é a eficiência espectral de um sistema SISO que não realize diversidade no tempo. Se nesse mesmo sistema MIMO não se pretendesse obter um ganho de diversidade espacial, podiam ser transmitidos 2 símbolos por cada período, o que resulta em uma eficiência espectral que é duas vezes superior à de um sistema SISO, ou seja, $\eta = 2 \log_2(P)$. Daqui se conclui que o ganho de capacidade e o ganho de diversidade são duais, aumentando um diminui o outro e vice-versa.

3.6. Formatação de Feixe

Os sistemas MIMO além de apresentarem um ganho de capacidade obtido através da realização da técnica de multiplexagem espacial, e um ganho de diversidade obtido através da recepção da mesma informação em mais que uma antena receptora, também permitem obter um ganho de formatação de feixe.

A formatação de feixe num sistema MIMO pode ser efectuada quer no transmissor quer no receptor. Esta técnica consiste na escolha adequada dos coeficientes que fazem a ponderação dos diferentes sinais nas antenas do transmissor e do receptor. Estes coeficientes são números complexos, pois afectem a amplitude e a fase. Assim consegue-se direccionar o diagrama de radiação em direcções desejadas levando a uma melhoria dos sinais transmitidos e recebidos. Perante interferências é possível direccionar os diagramas de radiação das antenas de tal forma que em direcções de onde provêm as interferências se criem nulos de forma a limitar esta mesma interferência.

A formatação de feixe tem como objectivo a orientação dos diagramas de radiação das antenas em determinadas direcções, assim, o seu desempenho é tanto melhor quanto mais directivo for o canal de propagação, ou seja, quanto maior for a correlação entre os sinais das antenas dos agregados de transmissão e recepção. O melhor caso é quando o canal de propagação pode ser modelado apenas com uma direcção de partida e uma direcção de chegada, como é o caso em que existe uma forte componente de linha de vista.

A diversidade espacial é uma técnica que tem utilidade quando os sinais são descorrelacionados, para que estes sofram desvanecimentos independentes. A capacidade de um canal MIMO é máxima em ambientes com elevado espalhamento multipercurso, ou seja, os sinais são descorrelacionados. Ao contrário da diversidade espacial e do ganho de capacidade, a formatação de feixe apresenta um ganho tanto maior quanto mais directivo for o canal.

3.7. Compromisso entre Ganho de Diversidade e Ganho de Capacidade

Como discutido nas secções anteriores um sistema MIMO apresenta um ganho de diversidade que permite aumentar a fiabilidade da informação transmitida no receptor e um ganho de capacidade que permite através da criação de canais paralelos aumentar a capacidade do sistema, sem qualquer incremento na largura de banda do sinal nem na potência de transmissão.

Em geral os sistemas MIMO podem ser classificados em três grupos de acordo com o tipo de ganho fornecido pelo sistema. Esquemas que se pretende apenas ganho de diversidade são designados de esquemas de diversidade puros; aqueles em que se pretende apenas ganho de capacidade designam-se de esquemas de capacidade puros; e aqueles que apresentam quer ganho de diversidade, quer ganho de capacidade são designados de esquemas MIMO híbridos.

Zheng e Tse em [15] tratam o compromisso entre o ganho de diversidade e o ganho de capacidade num sistema MIMO. Zheng e Tse relacionam o ganho de diversidade designado por $d(r)$ em função do ganho de capacidade designado por r , em que $r = 0, \dots, \min(N_T, N_R)$. A relação entre $d(r)$ e r é dada por:

$$d(r) = (N_T - r)(N_R - r) \quad (3.31)$$

Na Figura 3.10 está ilustrada a relação entre o ganho de diversidade e o ganho de capacidade. Da equação (3.31) verifica-se que para a ausência de ganho de capacidade o sistema MIMO apresenta um ganho de diversidade máximo que é $N_T N_R$. Quando se pretende apenas ganho de capacidade este é dado pelo valor $\min(N_T, N_R)$. A equação (3.31) expressa também a dualidade entre os dois ganhos, pois quando um aumenta o outro diminui, ou seja, quando se pretende aumentar um determinado ganho no sistema MIMO, como consequência desse facto ocorre a diminuição no ganho dual. A introdução de diversidade no sistema MIMO conduz a um decréscimo na capacidade do canal, embora também seja possível contrariar este facto e aumentar a capacidade do

canal devido a introdução de diversidade. Isto porque com a introdução de diversidade a fiabilidade da informação aumenta, ou seja, obtém-se uma maior SNR, o que pode permitir o uso de modelações com um maior número de constelações.

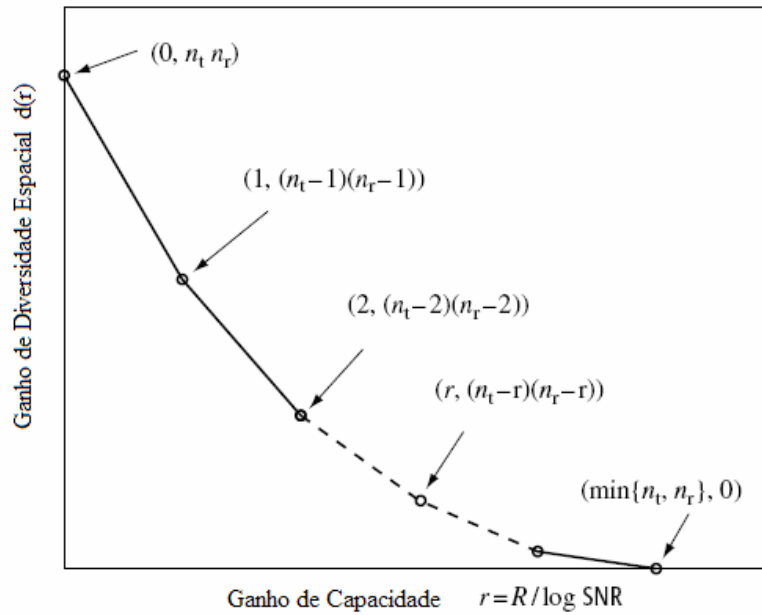


Figura 3.10 - Compromisso entre ganho de Diversidade e ganho de Capacidade

4. Modelos de Canal MIMO

O desempenho dos sistemas MIMO depende naturalmente das características de propagação canal multipercurso (a tecnologia MIMO faz uso do fenómeno de multipercurso para maximizar a capacidade). Assim o estudo das propriedades espaciais dos canais MIMO em ambientes macro, micro e pico celulares são cruciais para a quantificação dos ganhos de capacidade dos sistemas MIMO. Enquanto a codificação e o processamento dos sinais são elementos chave para o sucesso da implementação da tecnologia MIMO, o canal de propagação representa um importante parâmetro que definitivamente gera impacto sobre o desempenho do sistema.

Neste capítulo da tese são abordados alguns dos modelos disponíveis na literatura sobre canais MIMO. Os modelos clássicos de canal de propagação apresentam informação acerca da distribuição dos níveis de potência do sinal e do desvio Doppler. Muitos dos modelos espaciais actuais incorporam princípios fundamentais dos modelos clássicos juntamente com conceitos adicionais como o atraso no tempo devido ao espalhamento, AOA (ângulo de chegada), AOD (ângulo de partida) entre outros.

Os modelos para caracterização do canal de propagação MIMO podem-se classificar de diferentes formas [8, 16]. Uma forma de distinguir os diferentes modelos é no que respeita à largura de banda do canal: modelos de banda estreita e modelos de banda larga. Canais MIMO de banda estreita são totalmente caracterizados através da sua estrutura espacial, ou seja, através da sua matriz do canal e da matriz de correlação entre os sinais no canal de propagação. Por outro lado canais de banda larga requerem para a modelação do canal características da propagação multipercurso. Uma outra forma de classificação dos modelos bastante útil é a distinção entre modelos físicos e modelos analíticos, tal como ilustrado na Figura 4.1.

Os modelos físicos para descrição do canal de propagação MIMO são baseados em parâmetros físicos, tais como, AOA, AOD, TOA. Modelos físicos mais sofisticados

incorporam outros parâmetros como polarização. Os modelos físicos são independentes da configuração dos arranjos das antenas e da largura de banda. Dependendo da complexidade os modelos físicos permitem uma reprodução bastante aproximada do canal de propagação.

Os modelos analíticos (não físicos) são baseados em parâmetros estatísticos do canal de propagação. A modulação estatística do canal procura estabelecer apenas as relações matemáticas entre os parâmetros e as estatísticas destes parâmetros e, em geral, são modelos fáceis de simular e proporcionam uma caracterização precisa do canal nas situações para as quais os parâmetros foram determinados. Por outro lado estes modelos apresentam uma visão limitada das características de propagação dos canais MIMO e dependem do equipamento de medição, da largura de banda, da configuração dos arranjos das antenas e da altura destas.

Dentro dos modelos físicos e analíticos ainda há mais formas de classificação dos modelos para modelação do canal MIMO. Em seguida são abordados alguns destes modelos ilustrados na Figura 4.1.

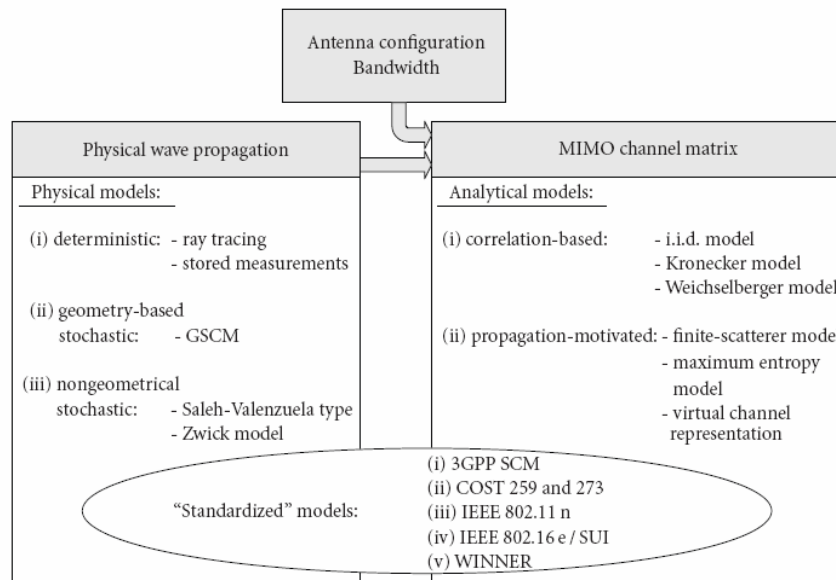


Figura 4.1 - Classificação dos diferentes modelos de propagação para canais MIMO [8]

4.1. Modelos Analíticos

A forma mais simples para caracterização do canal MIMO é definir a função de transferência \mathbf{H} , entre o transmissor e o receptor, através da descrição estatística do canal. Por exemplo num ambiente NLOS é comum assumir que os elementos da matriz \mathbf{H} têm uma amplitude e uma fase que seguem uma distribuição Rayleigh e uniforme. Esta combinação indica que cada elemento da matriz \mathbf{H} é uma variável aleatória gaussiana complexa. Neste caso a distribuição é completamente descrita através da matriz complexa de covariância do canal, que é dada por $\mathbf{R}_H = E\{\mathbf{h}\mathbf{h}^H\}$, onde $\mathbf{h} = \text{Vec}(\mathbf{H})$ ⁶ [8].

4.1.1. Modelo IID

O modelo mais simples é o modelo analítico IID [8]. Assumindo que não existe nenhuma correlação entre os sinais nas antenas transmissoras e nas antenas receptoras, a matriz de correlação do canal MIMO é dada por $\mathbf{R}_H = \sigma^2 \mathbf{I}$. Os elementos da matriz \mathbf{H} são descorrelacionados e consequentemente estatisticamente independentes e apresentam a mesma variância σ^2 . O modelo IID consiste apenas num parâmetro σ^2 (potência do canal) e é frequentemente utilizado para considerações teóricas na análise de sistemas MIMO. Este modelo é bastante simples mas só é válido para ambientes com elevado espalhamento multipercurso, pois apenas nestas condições os elementos da matriz do canal são totalmente descorrelacionados.

⁶ Seja $\mathbf{A}_{(m \times n)}$, tal que $\mathbf{A} = [\mathbf{a}_1 \quad \mathbf{a}_2 \quad \cdots \quad \mathbf{a}_n]$, a operação $\text{vec}()$ devolve um vector coluna $_{(mn \times 1)}$, tal que $\text{vec}(\mathbf{A}) = [\mathbf{a}_1^T \quad \mathbf{a}_2^T \quad \cdots \quad \mathbf{a}_n^T]^T$.

4.1.2. Modelo de Kronecker

No entanto se uma estrutura de correlação for incluída é necessário a existência de uma matriz de covariância nos modelos. Se as estatísticas de desvanecimento no transmissor e no receptor forem assumidas independentes, uma matriz de covariância para o transmissor e outra para o receptor distintas podem ser criadas. Este modelo designado de modelo de Kronecker [8, 16] foi desenvolvido no âmbito de dois projectos distintos IST METRA e IST SATURN. Ambos os projectos foram baseados em medidas, sendo porém em faixas de frequências diferentes (IST METRA a 2,05GHz e IST SATURN a 5,2 GHz). O modelo de Kronecker para caracterização do canal de propagação MIMO propõe a obtenção da matriz do canal, \mathbf{H} , a partir de duas matrizes de correlação que descrevem as propriedades de correlação, uma para o transmissor, \mathbf{R}_{Tx} , e outra para o receptor, \mathbf{R}_{Rx} .

Modelo de Kronecker para Banda Estreita

Num sistema MIMO de banda estreita com N_T antenas transmissoras e N_R antenas receptoras. A resposta impulsiva é uma matriz $N_R \times N_T$ dada por:

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} & \cdots & h_{1N_T} \\ h_{21} & h_{22} & \cdots & h_{2N_T} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{N_R1} & h_{N_R2} & \cdots & h_{N_RN_T} \end{bmatrix} \quad (4.1)$$

onde os elementos h_{ij} são os coeficientes complexos de transmissão da antena de transmissão j para a antena recepção i , tal que, $i = 1, 2, \dots, N_R$ e $j = 1, 2, \dots, N_T$.

O coeficiente complexo de correlação entre duas quaisquer antenas no transmissor é dado por [17]:

$$\rho_{j_1 j_2}^{T_x} = \left\langle |h_{ij_1}|^2, |h_{ij_2}|^2 \right\rangle \quad (4.2)$$

Para o receptor o coeficiente complexo de correlação entre duas quaisquer antenas é dado por [17]:

$$\rho_{i_1 i_2}^{R_x} = \left\langle |h_{i_1 j}|^2, |h_{i_2 j}|^2 \right\rangle \quad (4.3)$$

É assumido que todas as antenas do transmissor e do receptor apresentam o mesmo diagrama de radiação e todas possuem a mesma polarização. É importante notar que a correlação dos sinais nas antenas do transmissor é independente da correlação dos sinais nas antenas do receptor. A partir da equação (4.2) calcula-se a matriz de correlação para o transmissor que é dada por:

$$\mathbf{R}_{T_x} = \begin{bmatrix} \rho_{11}^{T_x} & \rho_{12}^{T_x} & \cdots & \rho_{1N_T}^{T_x} \\ \rho_{21}^{T_x} & \rho_{22}^{T_x} & \cdots & \rho_{2N_T}^{T_x} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \rho_{N_T 1}^{T_x} & \rho_{N_T 2}^{T_x} & \cdots & \rho_{N_T N_T}^{T_x} \end{bmatrix} \quad (4.4)$$

A partir da equação (4.3) calcula-se a matriz de correlação para o receptor que é dada por:

$$\mathbf{R}_{R_x} = \begin{bmatrix} \rho_{11}^{R_x} & \rho_{12}^{R_x} & \cdots & \rho_{1N_R}^{R_x} \\ \rho_{21}^{R_x} & \rho_{22}^{R_x} & \cdots & \rho_{2N_R}^{R_x} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \rho_{N_R 1}^{R_x} & \rho_{N_R 2}^{R_x} & \cdots & \rho_{N_R N_R}^{R_x} \end{bmatrix} \quad (4.5)$$

O coeficiente complexo de correlação entre quaisquer ligações entre o transmissor e o receptor, é dado por:

$$\rho_{i_2 j_2}^{i_1 j_1} = \left\langle |h_{i_1 j_1}|^2, |h_{i_2 j_2}|^2 \right\rangle = \rho_{j_1 j_2}^{T_x} \rho_{i_1 i_2}^{R_x} \quad (4.6)$$

Isto significa que a matriz dos coeficientes complexos de correlação dos sinais do canal MIMO, é obtida através do produto de Kronecker entre as matrizes dos coeficientes complexos de correlação no transmissor e no receptor, e é dada por [17]:

$$\mathbf{R}_H = \mathbf{R}_{T_x} \otimes \mathbf{R}_{R_x} \quad (4.7)$$

onde \otimes^7 representa o produto de Kronecker.

Assumindo que o canal é um processo complexo gaussiano e que os momentos de primeira e segunda ordem são suficientes para caracterizar o canal de propagação, a matriz do canal pode ser modelada por [8]:

$$\mathbf{H} = (\mathbf{R}_{R_x})^{1/2} \mathbf{G} (\mathbf{R}_{T_x})^{1/2} \quad (4.8)$$

onde \mathbf{G} é uma matriz complexa gaussiana com elementos i.i.d, e $(\cdot)^{1/2}$ é a raiz quadrada de qualquer matriz de forma que $\mathbf{R}^{1/2} (\mathbf{R}^{1/2})^H = \mathbf{R}$.

Modelo de Kronecker para Banda Larga

Yu *et al* em [16] propuseram a extensão do modelo de Kronecker para sistemas MIMO de banda larga. As componentes multipercurso que chegam ao receptor em instantes temporais diferentes representadas na função de perfil de intensidade de

⁷ Considere-se duas matrizes $\mathbf{A}_{m \times n}$ e $\mathbf{B}_{p \times q}$. O produto de Kronecker é dado por:

$$\mathbf{A} \otimes \mathbf{B} = \begin{bmatrix} a_{11} \mathbf{B} & \cdots & a_{1n} \mathbf{B} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ a_{n1} \mathbf{B} & \cdots & a_{nn} \mathbf{B} \end{bmatrix} \text{ com dimensão } mp \times nq.$$

potência de atraso são consideradas independentes, sendo aplicado o modelo de Kronecker a estas componentes. A matriz de covariância é dada por:

$$\mathbf{R}_H^l = \mathbf{R}_{Tx}^l \otimes \mathbf{R}_{Rx}^l \quad (4.9)$$

onde \mathbf{R}_H^l é a matriz de covariância do canal da l -ésima componente multipercurso, \mathbf{R}_{Tx}^l e \mathbf{R}_{Rx}^l são as matrizes de covariância no transmissor e no receptor da l -ésima componente multipercurso, respectivamente. Assumindo as componentes multipercurso como variáveis complexas gaussianas independentes, a l -ésima componente multipercurso da resposta impulsiva do canal MIMO de banda larga pode ser modelada por:

$$\mathbf{H}_l = (\mathbf{R}_{Rx}^l)^{1/2} \mathbf{G}^l (\mathbf{R}_{Tx}^l)^{1/2} \quad (4.10)$$

onde \mathbf{G}^l é uma matriz complexa gaussiana com elementos i.i.d.

Quando os sinais no transmissor e no receptor são totalmente descorrelacionados as matrizes de correlação em ambos os terminais da ligação são simplificadas para $\mathbf{R}_{Tx} = \mathbf{R}_{Rx} = \mathbf{I}$, e daqui resulta que a matriz do canal dada pelo modelo de Kronecker seja igual à matriz do canal dada pelo modelo IID, ou seja, $\mathbf{H}_{Kron} = \mathbf{H}_{IID} = \mathbf{G}$, onde \mathbf{G} é uma matriz com entradas complexas gaussianas independentes de média zero.

4.1.3. Modelo de Weichselberger

O modelo de Weichselberger visa reduzir a restrição do modelo de Kronecker que considera separáveis os desvanecimentos dos sinais no Tx e no Rx, através da inclusão de uma matriz de acoplamento no modelo.

Modelo de Weichselberger para Banda Estreita

O modelo de Weichselberger para canais de banda estreita é apresentado em [18]. A definição deste modelo é baseada na decomposição em valores próprios das matrizes de correlação no Tx e no Rx. As matrizes de correlação no Tx e Rx são dadas por:

$$\begin{aligned}\mathbf{R}_{Tx} &= \mathbf{U}_{Tx} \mathbf{\Lambda}_{Tx} \mathbf{U}_{Tx}^H \\ \mathbf{R}_{Rx} &= \mathbf{U}_{Rx} \mathbf{\Lambda}_{Rx} \mathbf{U}_{Rx}^H\end{aligned}\tag{4.11}$$

onde \mathbf{U}_{Tx} e \mathbf{U}_{Rx} são matrizes unitárias³, $\mathbf{\Lambda}_{Tx}$ é uma matriz diagonal que contém os valores próprios de \mathbf{R}_{Tx} e $\mathbf{\Lambda}_{Rx}$ é uma matriz diagonal que contém os valores próprios de \mathbf{R}_{Rx} . A matriz do canal é dada para este modelo por:

$$\mathbf{H} = \mathbf{U}_{Rx} \left(\tilde{\mathbf{\Omega}} \circ \mathbf{G} \right) \mathbf{U}_{Tx}^T\tag{4.12}$$

onde \mathbf{G} é uma matriz complexa gaussiana com elementos i.i.d, o símbolo \circ representa o produto de Hadamard⁸, e $\tilde{\mathbf{\Omega}}$ representa a matriz de acoplamento que determina a potência média de acoplamento entre o Tx e o Rx.

O modelo de Weichselberger transforma-se no modelo de Kronecker quando a matriz de acoplamento da equação (4.12) é igual a $\lambda_{Rx} \lambda_{Tx}^T$ em que λ_{Rx} e λ_{Tx} são vectores que contém os valores próprios das matrizes de correlação no Tx e no Rx. Nesta situação a equação (4.12) transforma-se na equação (4.8).

⁸Considere duas matrizes tal que, $\mathbf{A}_{m \times n}$ e $\mathbf{B}_{p \times q}$. O produto de Hadamard entre ambas é representado por $\mathbf{A} \circ \mathbf{B} = \left[a_{ij} \times b_{ij} \right]$.

Modelo de Weichselberger para Banda Larga

O modelo de Weichselberger para canais de banda larga é apresentado em [19]. Este modelo têm a mesma formulação que o modelo para banda estreita com a diferença que as matrizes de correlação no Tx e no Rx e a matriz do canal são definidas para três dimensões. A terceira dimensão considerada é o atraso. O modelo também modela a correlação entre os diferentes atrasos do perfil de intensidade de potência de atraso. A matriz $\mathbf{R}_{Tx}[d]$ e a matriz $\mathbf{R}_{Rx}[d]$, são as matrizes de correlação no Tx e no Rx, respectivamente, onde $d = 1, 2, \dots, D$ representa o atraso. A matriz do canal é definida como $\mathbf{H}[d]$. Quando $D = 1$ o modelo é reduzido ao caso de banda estreita.

4.1.4. Comparação entre os Modelos Analíticos

O modelo IID é bastante simples mas só é válido para ambientes com elevado espalhamento multipercurso, pois apenas nestas condições os elementos da matriz do canal são totalmente descorrelacionados.

O modelo de Kronecker é muito fácil de implementar, por isso muito popular, sendo por isso muito utilizado em considerações teóricas sobre o canal MIMO, mas apenas produz bons resultados para até no máximo três antenas no transmissor e no receptor e, o erro no cálculo da matriz do canal aumenta quando se está perante cenário de propagação correlacionados [8]. Para a construção do modelo de Kronecker apenas são necessários $N_T^2 + N_R^2$ parâmetros, N_T^2 para a construção da matriz de correlação no Tx e N_R^2 para construção da matriz de correlação em Rx.

O modelo de Weichselberger em termos de previsão da capacidade do canal MIMO apresenta melhores resultados que o modelo de Kronecker, devido à não consideração dos desvanecimentos em Tx e Rx como independentes, através da inclusão de uma matriz de acoplamento. Por outro lado este modelo também é mais complexo, pois necessita de $N_R^2 \times N_T^2 + N_R^2 - N_R + N_T^2 - N_T$ parâmetros para a sua caracterização

[18]. Em presença de um ambiente com elevado espalhamento multipercurso apresenta um desempenho próximo do modelo de Kronecker e do IID.

4.2. Modelos Físicos

4.2.1. Traçado de Raios

O modelo de traçado de raios [20] é um modelo determinístico pois utiliza informações específicas do ambiente de propagação para calcular a perda média de propagação e outros parâmetros tais como ângulos de chegada e partida. O modelo de traçado de raios é baseado na óptica geométrica e em modelos de difracção, reflexão e espalhamento, e prediz a propagação multipercurso para um determinado ambiente de propagação com base na descrição geométrica do ambiente e na utilização das propriedades electromagnéticas.

Comparando as previsões do traçado de raios com os valores medidos, as simulações tendem a subestimar a capacidade do canal MIMO. Isto deve-se muito provavelmente a simplificações na representação geométrica do ambiente de propagação.

A dificuldade na obtenção de bases de dados detalhadas dos ambientes de propagação, além do esforço computacional para os cálculos, torna muito difícil a utilização deste modelo.

4.2.2. Modelo Estendido de Saleh-Valenzuela

Em [21] foi proposta uma extensão do modelo de Saleh-Valenzuela para um modelo de canal MIMO que inclui as estatísticas de AOA e AOD que são considerados como independentes e ambos os casos seguem uma distribuição Laplaciana. Este modelo [8, 16] é baseado na observação de que as componentes multipercurso chegam à antena receptora em grupos (*clusters*), sendo por isso utilizado em ambientes interiores. O

modelo proposto caracteriza o canal em termos da sua amplitude, tempo de chegada (TOA) e AOA/AOD das componentes multipercurso. A Figura 4.2 mostra os parâmetros para um *cluster* no modelo de Saleh-Valenzuela estendido.



Figura 4.2 - Parâmetros de transmissão e recepção para um *cluster* no modelo Estendido de Saleh-Valenzuela

Para L *clusters* e K raios (componentes multipercurso) por *cluster*, a resposta impulsiva direccional do canal MIMO é dada por:

$$h(\theta^R, \theta^T) = \frac{1}{\sqrt{LK}} \sum_{l=0}^{L-1} \sum_{k=0}^{K-1} \beta_{kl} \delta(\theta^T - \Theta_l^T - \omega_{kl}^T) \delta(\theta^R - \Theta_l^R - \omega_{kl}^R) \quad (4.13)$$

onde θ^T e θ^R são os ângulos de transmissão e recepção, β_{kl} é o ganho complexo do raio, Θ_l^T e Θ_l^R são os ângulos médios de transmissão e recepção dentro do l -ésimo cluster e, ω_{kl}^T e ω_{kl}^R são os ângulos de transmissão e recepção do k -ésimo raio no l -ésimo cluster relativo aos ângulos médios em cada cluster.

4.2.3. Modelo de Zwick

O modelo de Zwick [22] é um modelo estocástico para ambientes *indoor*, baseado nas propriedades físicas do canal de propagação. É um modelo para canais de banda larga que representa as características multipercurso do canal. Para $N(t)$ componentes multipercurso a resposta do canal é dada por:

$$\mathbf{H}(t, f, \Omega_{Tx}, \Omega_{Rx}) = \sum_{l=0}^{N(t)} \Gamma_l(t) e^{-j2\pi f \tau_l(t)} \delta(\Omega_{Tx} - \Omega_{Tx,l}(t)) \delta(\Omega_{Rx} - \Omega_{Rx,l}(t)) \quad (4.14)$$

onde $\tau_l(t)$ representa o atraso da componente multipercurso, $\Gamma_l(t)$ é a matriz de transmissão que inclui as perdas de percurso e a despolarização da componente l devido ao espalhamento e Ω_{Tx}, Ω_{Rx} representam as direcções de partida e chegada, respectivamente.

Este modelo é caracterizado pelo nascimento e morte das componentes multipercurso, em que as propriedades das novas componentes multipercurso são geradas a partir de um processo de Poisson. Estas componentes após serem criadas desaparecem de acordo com as propriedades com que foram criadas. A consideração de nascimento e morte das componentes multipercurso é uma excelente forma para reflectir as correlações temporais e espaciais do canal, por exemplo, são a forma de caracterizar flutuações na amplitude do sinal.

A variação em amplitude das diferentes componentes apresenta uma variação Rayleigh e as direcções de chegada e partida seguem uma distribuição Laplaciana para pequenos atrasos e uma distribuição uniforme para grandes atrasos.

Neste modelo as transições entre linha de vista e obstrução da linha de vista podem ser realizadas de uma forma muito simples, através da modelação da componente em linha de vista, representada por $N(t) = 0$, e das restantes em separado.

5. Simulações e Resultados

5.1. Simulação da Matriz do Canal

O desempenho de um canal MIMO depende da estrutura espacial do canal, ou seja, da estrutura de correlação entre os sinais no canal e da matriz do canal \mathbf{H} . De forma a avaliar o desempenho do canal MIMO em diferentes cenários de propagação (macro e micro celulares) obteve-se a matriz \mathbf{H} do canal calculada pelo modelo de Kronecker (equação (4.8)) através de simulação. Na Figura 5.1 estão ilustrados os passos da simulação até ao cálculo da matriz \mathbf{H} .

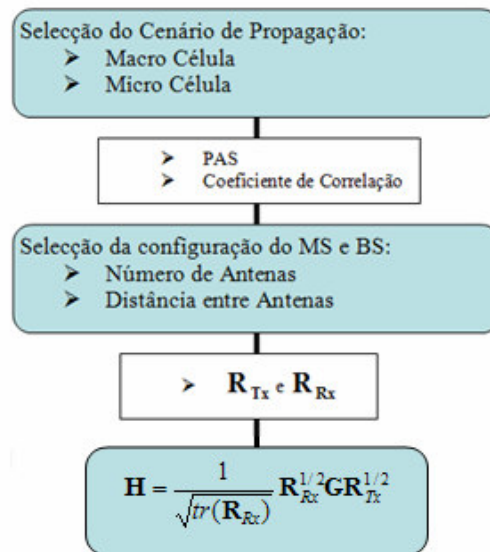


Figura 5.1 - Simulação da matriz do canal através do modelo de Kronecker

Inicialmente selecciona-se o cenário de propagação que se pretende simular, em que a função PAS e o coeficiente de correlação entre duas quaisquer antenas são funções conhecidas para um determinado cenário. O passo seguinte da simulação consiste em indicar a configuração da MS (\mathbf{R}_x) e BS (\mathbf{T}_x) em termos do número de antenas e da respectiva separação, de forma a calcular as matrizes de correlação na BS e no MS. Finalmente é calculada a matriz do canal, \mathbf{H} , segundo o modelo de Kronecker,

considerando o canal uniforme em frequência. A divisão por $\frac{1}{\sqrt{\text{tr}(\mathbf{R}_{Rx})}}$ no modelo de Kronecker serve como normalização para que se verifique $E\left\{\sum_{i=1}^{N_R}\sum_{j=1}^{N_T}|h_{ij}|^2\right\} = N_R N_T$. Isto significa que para o caso SISO as perdas de percurso médias são normalizadas para a unidade.

Um **ambiente macro celular** é caracterizado por a BS estar uma altura superior que a MS possuindo uma grande área de cobertura e em que à sua volta não há objectos que causem espalhamento do sinal. Por outro lado a MS está tipicamente localizada a uma altura inferior à da BS e rodeada de objectos espalhadores à sua volta. Neste tipo de cenário por vezes há LOS. Este tipo de cenário pode ser simulado através de espalhadores distribuídos uniformemente numa circunferência em torno da MS [23].

Um **ambiente micro celular** é caracterizado por uma pequena área de cobertura em que quer a BS quer a MS, apresentam as mesmas condições, ou seja, estão ambas à mesma altura e rodeadas por objectos espalhadores. Tipicamente neste tipo de cenário a situação de NLOS é quase sempre verificada. Este tipo de cenário segundo [23] pode ser simulado através de uma elipse de espalhadores, em que os espalhadores são distribuídos uniformemente dentro da elipse, e onde a BS e a MS estão localizadas nos focos da elipse.

De acordo com um determinado cenário de propagação a função PAS, que corresponde à distribuição de potência que chega à MS ou à BS numa determinada direcção de azimuth, é caracterizada de forma diferente. Em [24] é apresentada uma forma para expressar a PAS na BS quando se está perante um cenário de propagação macro celular. Nesta situação a PAS é modelada através de uma distribuição de potência Laplaciana que corresponde a:

$$p(\phi) = \frac{1}{\sqrt{2}\sigma_A} e^{-\frac{\sqrt{2}|\phi|}{\sigma_A}} \quad -\pi \leq \phi \leq \pi \quad (5.1)$$

onde ϕ é o ângulo de azimute e σ_A é o valor *rms* do AS (*azimuth spread*). Em [25] o PAS na MS é modelado através de uma distribuição Laplaciana em que o valor do AS é maior que para a BS, e em que são considerados os seguintes valores para o AS: na BS 5° e na MS 35° . Na Figura 5.2 está ilustrada o PAS para um ângulo médio, $\bar{\phi}$, igual a zero graus e um AS = 5° .

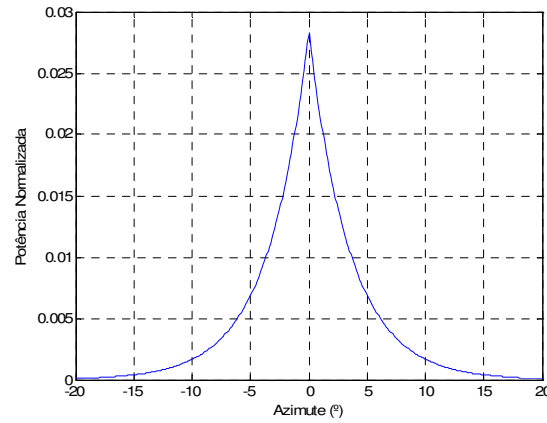


Figura 5.2 - Típico PAS na BS num cenário de propagação macro celular

Segundo [26] o PAS na MS, num cenário macro celular também pode ser modelado através de uma distribuição uniforme dada por:

$$p(\phi) = \frac{1}{2\pi} \quad -\pi \leq \phi \leq \pi \quad (5.2)$$

Nm ambiente micro celular como a BS e a MS apresentam as mesmas condições à sua volta, tipicamente as direcções de chegada apresentam uma distribuição uniforme no intervalo 0 a 2π , e assim o PAS é modelado da mesma forma para ambos; através de uma distribuição uniforme.

Os coeficientes de correlação entre quaisquer duas antenas do Tx e do Rx depende da distância entre as antenas, do diagrama de radiação das antenas e do PAS. Em [27] são apresentadas as formulações para os coeficientes de correlação para o caso em que o PAS é descrito através de uma distribuição uniforme e Laplaciana. Quando o PAS apresenta uma distribuição uniforme o coeficiente de correlação entre quaisquer antenas é dado por:

$$\rho(kd) = J_0(kd) \quad (5.3)$$

onde $k = \frac{2\pi}{\lambda}$ é o número de onda, $J_0(\cdot)$ é a função de Bessel de 1ª espécie de ordem 0 e d é a distância entre as antenas. Na Figura 5.3 é apresentado o gráfico para o coeficiente de correlação entre duas antenas quando a potência que chega a estas é uniformemente distribuída segundo qualquer direcção.

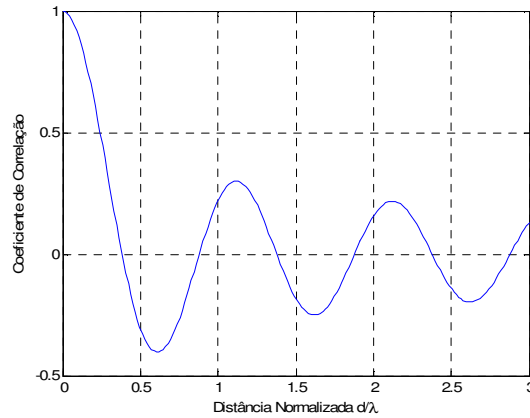


Figura 5.3 - Coeficiente de correlação entre duas antenas quando o PAS é uniforme

Quando o PAS é modelado através de uma distribuição Laplaciana e considerando que o ângulo de azimuth médio, $\bar{\phi}$, é 0 graus (perpendicular ao *array* linear de antenas), de forma a simplificar o cálculo do coeficiente de correlação entre duas antenas, este é dado por:

$$\rho(kd) = J_0(kd) + \frac{2}{\sigma_A^2} \left[1 - \exp\left(-\sqrt{2} \frac{\pi}{\sigma_A}\right) \right] \sum_{n=1}^{+\infty} \frac{J_{2n}(kd)}{\sigma_A^{-2} + 2n^2} \quad (5.4)$$

Na Figura 5.4 está ilustrado o coeficiente de correlação quando o ângulo de azimuth médio é zero, $\bar{\phi} = 0$, para diferentes valores de AS.

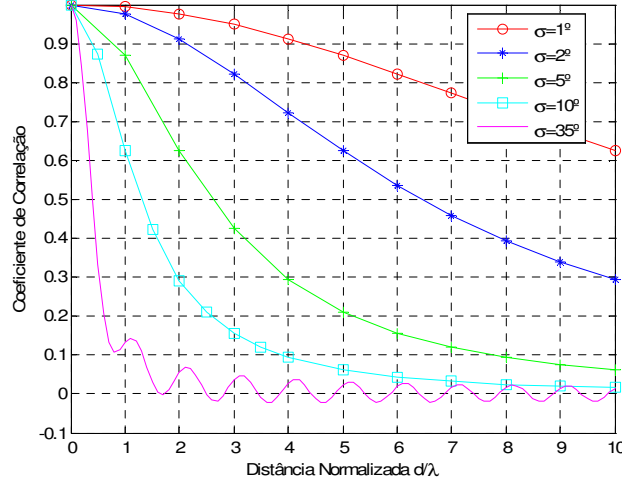


Figura 5.4 - Coeficiente de correlação entre duas antenas quando o PAS apresenta uma distribuição Laplaciana

Da Figura 5.4 verifica-se que o coeficiente de correlação é tanto maior quanto menor é a distribuição angular dos ângulos de chegada. Comparando a Figura 5.3 com a Figura 5.4 verifica-se que o coeficiente de correlação, quando o PAS é uniforme e quando o PAS apresenta uma distribuição Laplaciana com $\sigma_A = 35^\circ$, apresentam um valor muito próximo, por isso se pode considerar num cenário macro celular o PAS na MS de ambas as formas.

Após o cálculo dos coeficientes de correlação entre quaisquer antenas do Tx e do Rx são construídas as matrizes de correlação, \mathbf{R}_{Tx} e \mathbf{R}_{Rx} respectivamente.

Finalmente após a obtenção das matrizes de correlação calcula-se a matriz do canal, \mathbf{H} , segundo o modelo de Kronecker, onde \mathbf{G} é uma matriz com entradas complexas gaussianas i.i.d. com média zero e variância unitária.

Na simulação para a MS e a BS num cenário micro celular foi considerado que o PAS apresenta uma distribuição uniforme. No cenário de propagação macro celular foi considerado que o PAS na MS apresenta uma distribuição uniforme e na BS uma distribuição Laplaciana com $AS = 5^0$ e $\bar{\phi}=0$. É de notar que o valor de $AS=5^0$ na BS é um valor típico obtido num cenário de propagação macro celular, segundo [25]. Mas logicamente quanto mais directivo e mais correlacionado for o canal menor é o valor do AS e vice-versa. As simulações foram realizadas para uma frequência de 2 GHz.

No Apêndice A está apresentado o código Matlab utilizado para o cálculo da matriz \mathbf{H} através do modelo de Kronecker e, para o cálculo da capacidade do canal a partir da matriz do canal de propagação.

5.2. Validação do Modelo de Kronecker

De forma a avaliar o modelo de Kronecker em termos do cálculo da matriz do canal \mathbf{H} , realizou-se uma comparação entre a capacidade do canal MIMO obtida a partir da matriz \mathbf{H} calculada através do modelo de Kronecker, com a capacidade obtida a partir da matriz do canal gerada através do projecto 1021, que modela o canal MIMO através do uso de múltiplos pontos de espalhamento. A simulação da matriz do canal através do projecto 1021 está apresentada em [28].

O projecto 1021 consiste no cálculo de séries temporais que representam os elementos h_{ij} e, a partir destes elementos constrói-se a matriz \mathbf{H} . As séries temporais são obtidas a partir do cenário de propagação que é simulado. No projecto 1021 é considerada uma distribuição de espalhadores em anel em torno da MS. De forma a simular um cenário de propagação macro e micro celular e, em que as condições presentes (cenário de propagação) para o cálculo da matriz \mathbf{H} , através do modelo apresentado no projecto 1021 e do modelo de Kronecker, fossem idênticas para assim se poder realizar uma comparação o mais correcta possível, procedeu-se a alteração no projecto 1021 da distribuição de espalhadores. A distribuição de espalhadores em anel

foi substituída, por espalhadores distribuídos uniformemente numa circunferência em torno da MS (macro célula) e, por espalhadores uniformemente distribuídos dentro duma elipse, e onde a BS e a MS estão localizadas nos focos da elipse (micro célula).

A comparação entre o modelo de Kronecker e o modelo simulado através do projecto 1021, permite avaliar o desempenho do modelo de Kronecker em termos do cálculo da capacidade do canal para diferentes configurações, em relação ao número de antenas do Tx e do Rx e, para diferentes cenários de propagação.

Para realizar a comparação considerou-se uma SNR=20 dB, um espaçamento entre as antenas dos arrays do Tx e do Rx igual a λ e os cenários de propagação macro e micro celulares descritos na secção 5.1. Os gráficos apresentados na Figura 5.5 e na Figura 5.6 apresentam a função distribuição (CDF) da capacidade do canal, que é obtida variando a capacidade garantida entre 0 e 1. A capacidade ergódica corresponde à capacidade que iguala a CDF a 0.5.

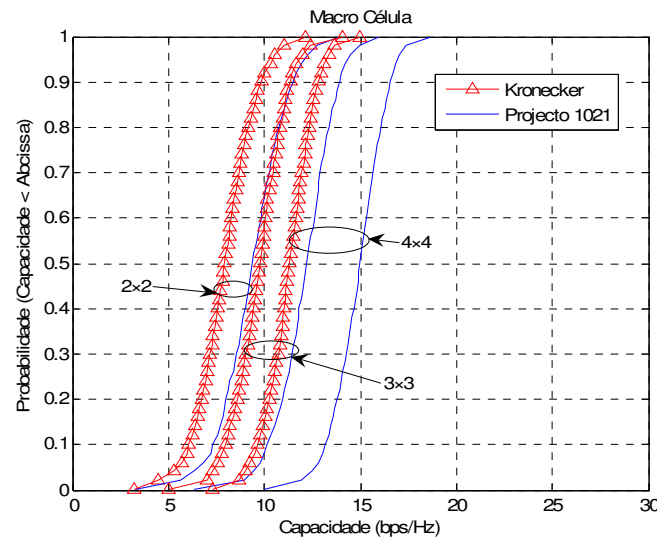


Figura 5.5 - Comparação entre a capacidade obtida através do modelo de Kronecker e do modelo simulado pelo projecto 1021 para um cenário de propagação macro celular considerando as seguintes topologias MIMO: 2×2, 3×3 e 4×4

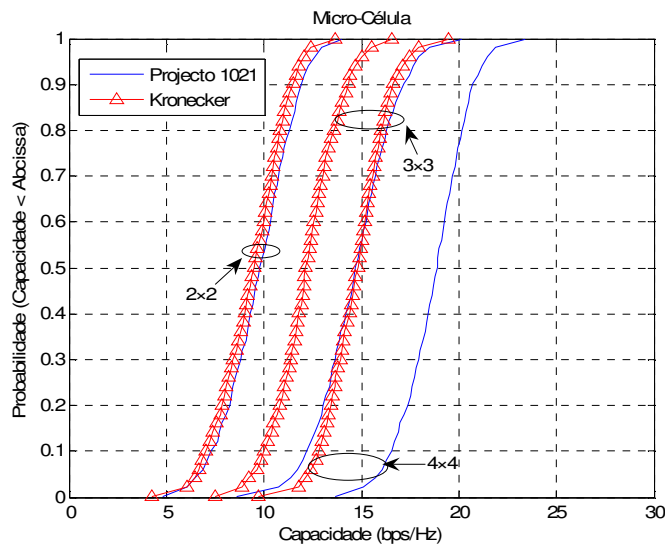


Figura 5.6 - Comparação entre a capacidade obtida através do modelo de Kronecker e do modelo simulado pelo projecto 1021 para um cenário de propagação micro celular considerando as seguintes topologias MIMO: 2×2, 3×3 e 4×4

Considerando um cenário de propagação macro e micro celulares, da análise da Figura 5.5 e da Figura 5.6 verifica-se que o erro entre o modelo de Kronecker e o projecto 1021 aumenta com o número de antenas em Tx e Rx e também com o aumento da correlação no canal (um cenário macro celular apresenta piores resultados que um micro celular). O modelo de Kronecker apresenta bons resultados para o cálculo da matriz do canal MIMO para no máximo três antenas em Tx e Rx, sendo que para três antenas em Tx e Rx o modelo de Kronecker já apresenta um pequeno erro. Para quatro antenas o erro já começa a ser significativo. O modelo de Kronecker, apresenta piores resultados com o aumento da correlação no canal e, na Figura 5.5 pode-se verificar que a capacidade obtida pelo modelo de Kronecker para um sistema MIMO 4×4 é menor que a obtida pelo projecto 1021 para um sistema MIMO 3×3. Verifica-se também que a capacidade do canal obtida pelo modelo de Kronecker é sempre uma sub estimava da que realmente se pode obter.

A principal restrição do modelo de Kronecker é considerar como separáveis as direcções de chegada e as direcções de partida. Num cenário de propagação com elevado

espalhamento multipercurso (micro célula) o modelo de Kronecker acaba por produzir bons resultados, pois como a MS e a BS estão rodeadas de objectos espalhadores as direcções de partida praticamente não influenciam as direcções de chegada. Num cenário de propagação mais directivo (macro célula) em que os elementos da matriz do canal apresentam uma considerável correlação entre eles, a restrição do modelo de Kronecker acaba por levar a que os resultados obtidos por este apresentem um erro significativo, pois num canal de propagação directivo as direcções de partida e de chegada estão fortemente relacionadas.

A comparação com o modelo simulado pelo projecto 1021 permitiu verificar a principal restrição do modelo de Kronecker e em que condições este é válido, embora uma mais correcta avaliação do modelo de Kronecker seria através da comparação deste com medidas experimentais.

5.3.Desempenho dos Sistemas MIMO

Nesta secção pretende-se avaliar o desempenho dos sistemas MIMO comparativamente com os sistemas SISO para diferentes topologias dos sistemas MIMO. Os resultados apresentados foram obtidos a partir da matriz do canal, \mathbf{H} , calculada pelo modelo de Kronecker seguindo os passos para a sua simulação indicados no capítulo 5.1.

5.3.1. Ganho de Capacidade: Micro e Macro Células

Para avaliar o ganho de capacidade num cenário macro e micro celulares num sistema MIMO utilizaram-se os seguintes parâmetros: duas antenas em Tx e Rx, uma SNR de 20dB, um espaçamento entre antenas de λ e uma distribuição de potência uniforme.

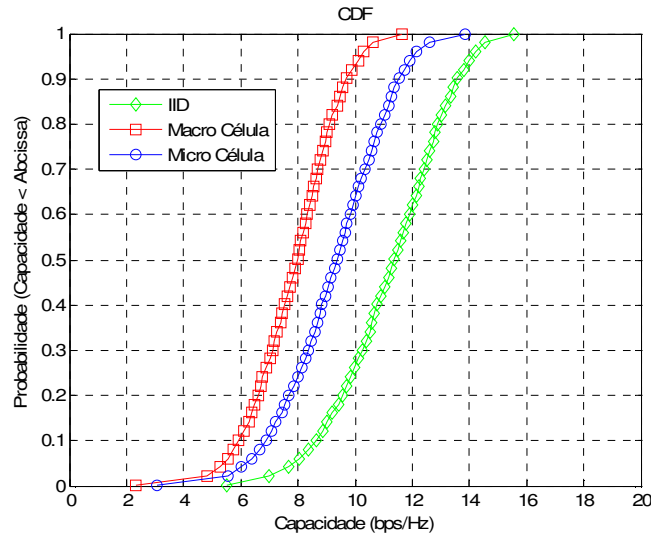


Figura 5.7 - Função distribuição da capacidade para uma macro célula e uma micro célula

Verifica-se que o ganho de capacidade de um sistema MIMO é altamente dependente do canal de propagação. Num cenário em que o espalhamento multipercurso é maior, resultando numa menor correlação entre os sinais no canal de propagação, como é o caso de um cenário micro celular comparativamente ao macro celular, o ganho de capacidade resultante é superior. A situação IID verifica-se num cenário de propagação totalmente descorrelacionado, ou seja, $\mathbf{R}_{MS} = \mathbf{R}_{BS} = \mathbf{I}$, e corresponde ao ganho de capacidade limite que se pode obter.

Na Figura 5.8 e na Figura 5.9 estão ilustrados os ganhos de cada sub-canal para um cenário micro e macro celular, respectivamente, para três antenas em Tx e Rx. Os ganhos de cada sub-canal são dados pelos valores próprios da matriz $\mathbf{H}\mathbf{H}^H$. Verifica-se que quanto mais descorrelacionado for o cenário de propagação (micro célula) maior é a capacidade porque o número de sub-canais criados apresentam um maior ganho que na situação em que o canal é mais correlacionado (macro célula). Numa macro célula o sub-canal que apresenta maior ganho é aquele que determina em grande parte o ganho total do canal MIMO, visto que o ganho dos restantes sub-canais é significativamente menor.

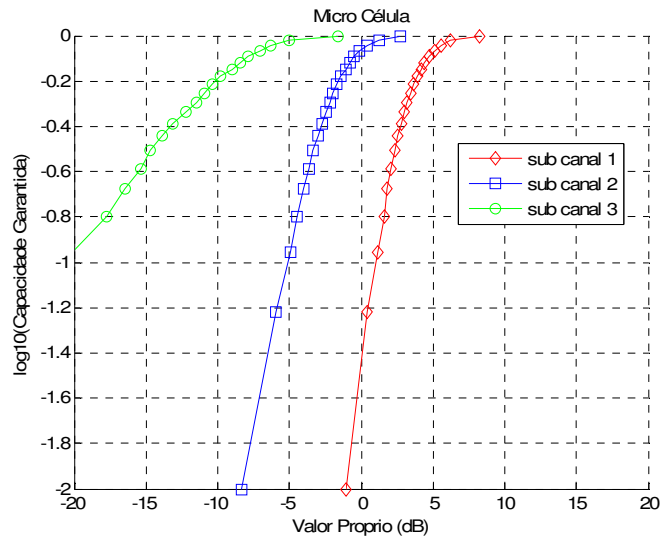


Figura 5.8 - Ganho de cada sub-canal num cenário micro celular

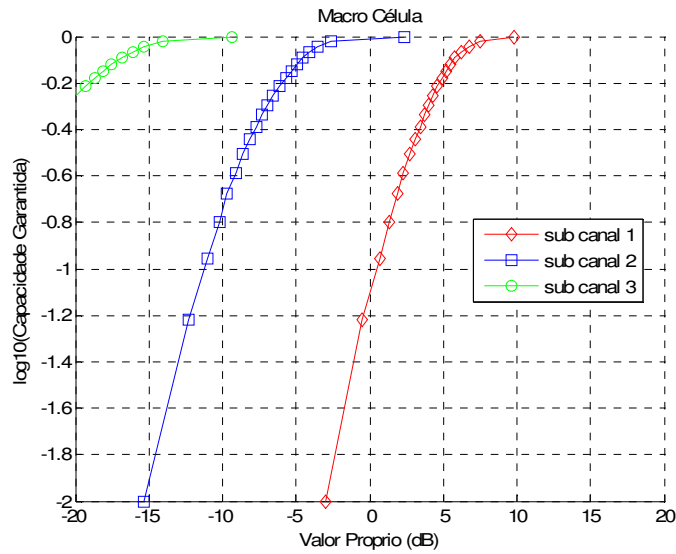


Figura 5.9 - Ganho de cada sub-canal num cenário macro celular

5.3.2. Capacidade do Canal MIMO em Função do Número de Antenas

Os resultados apresentados na Figura 5.10 foram simulados para uma SNR=10dB, um espaçamento entre antenas de um comprimento de onda, uma distribuição de potência uniforme e um cenário de propagação micro celular, macro celular e um cenário de propagação totalmente decorrelacionado (modelo IID).

A Figura 5.10 mostra a potencialidade dos sistemas MIMO em termos de aumento de capacidade. O ganho de capacidade apresenta um aumento aproximadamente linear com o aumento do número de antenas. De acordo com a equação (3.20), duplicando o número de antenas nos arrays de Tx e Rx a capacidade do canal é duplicada, como se pode verificar na Figura 5.10 para o cenário IID. Na Figura 5.10 não se verifica essa duplicação da capacidade, pois o cálculo da capacidade foi realizado a partir do modelo de Kronecker que a partir de 3 antenas no Tx e no Rx fornece uma sub estimativa da capacidade do canal, ou seja, a partir de 3 antenas no Tx e no Rx a capacidade que se pode obter num canal MIMO é superior à indicada na Figura 5.10 e, assim na realidade há aproximadamente um duplicar da capacidade com a duplicação do número de antenas, embora isso se verifique apenas para um cenário descorrelacionado. Da análise da Figura 5.10 verifica-se ainda que os ganhos de capacidade num cenário de propagação micro e macro celulares se afastam cada vez mais com o aumento do número de antenas, ou seja, num cenário de propagação micro celular aumentando o número de antenas nos arrays do Tx e do Rx leva a um maior ganho de capacidade do que num cenário macro celular.

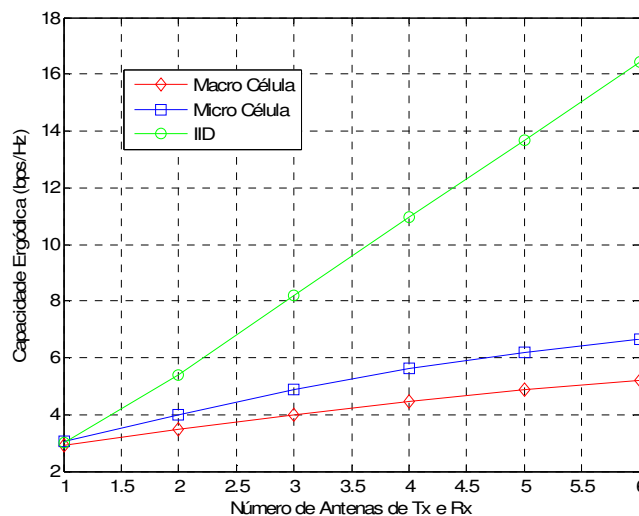


Figura 5.10 - Capacidade num sistema MIMO em função do número de antenas

5.3.3. Capacidade em Função da SNR

Os resultados apresentados na Figura 5.11 foram simulados para um espaçamento entre antenas de um comprimento de onda, uma distribuição de potência uniforme e o cenário de propagação micro celular. A capacidade ergódica é a capacidade média do canal e corresponde a uma capacidade garantida de 0.5.

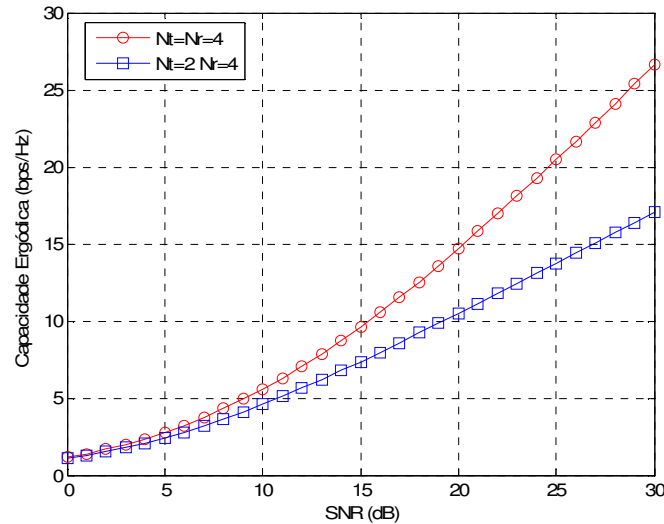


Figura 5.11 - Relação entre capacidade e SNR

A capacidade do canal aumenta com a SNR, de acordo com a fórmula de Shannon. Um sistema MIMO com $N_T = N_R = 4$ e com $N_T = 2$ e $N_R = 4$ permite a criação de 4 e 2 sub-canais, respectivamente. Assim o primeiro fornece maior ganho de capacidade, embora isso apenas se verifique para valores de SNR aproximadamente acima de 10 dB's. Para valores de SNR baixos e considerando as duas configurações verifica-se que o canal MIMO apenas oferece ganho de diversidade, isto porque, o ganho de capacidade para baixos valores de SNR é aproximadamente igual para as duas configurações.

5.3.4. Capacidade em Função do Espaçamento entre Antenas

Os resultados apresentados na Figura 5.12 foram obtidos considerando uma SNR=20dB, uma distribuição de potência uniforme, uma topologia 2x2 e um cenário de propagação micro celular.

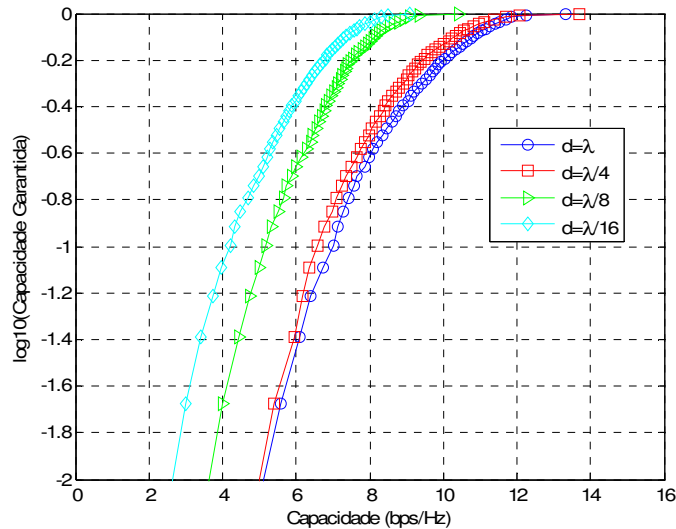


Figura 5.12 - Capacidade para diferentes espaçamentos entre as antenas de Tx e Rx

Verifica-se que num canal de propagação MIMO se obtém um maior ganho quando o espaçamento, d , entre as antenas de Tx e Rx é maior. Quanto maior é o espaçamento entre antenas adjacentes dos arrays de Tx e Rx os elementos da matriz \mathbf{H} são mais decorrelacionados, o que conduz a um maior ganho de capacidade. No entanto o ganho de capacidade não aumenta sempre que se aumenta o espaçamento entre as antenas. Isso verifica-se até a aproximadamente $d = \lambda$ para um cenário de propagação micro celular, pois aumentando o espaçamento acima deste valor o coeficiente de correlação entre quaisquer duas antenas não diminui significativamente, como se pode observar através da Figura 5.3 que ilustra o coeficiente de correlação entre duas antenas num cenário micro celular. Num cenário de propagação macro celular aumentando o espaçamento entre antenas acima de λ isso conduz a um aumento do ganho de capacidade, ao contrário do cenário micro celular, isto porque o coeficiente

de correlação acima de λ ainda varia significativamente, como se verifica através da Figura 5.4, excepto para um $AS=35^\circ$.

5.3.5. Distribuição de Potência Óptima e Uniforme

Quando o Tx não tem informação acerca do canal a potência é uniformemente distribuída por todos os sub-canais. Quando Tx tem informação acerca do canal de propagação a potência é distribuída pelos diferentes sub-canais de forma a maximizar a capacidade do canal, tal como referido no capítulo 3.2.

De forma a avaliar o ganho que se obtêm quando o transmissor realiza uma distribuição de potência uniforme e óptima, foi considerado um sistema MIMO com 3 antenas em Tx e Rx e um espaçamento entre antenas de um comprimento de onda.

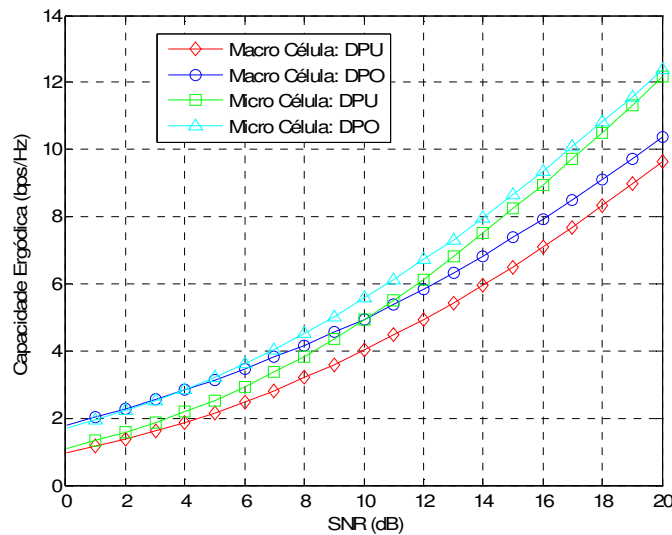


Figura 5.13 - Comparação entre as técnicas de distribuição de potência: uniforme e óptima

Na Figura 5.13 é apresentada a capacidade ergódica do canal para dois cenários de propagação em função da SNR. Devido à utilização de uma DPO obtém-se um ganho adicional de capacidade relativamente à situação em que se realiza uma DPU. Verifica-se também que este ganho é maior em ambientes mais correlacionados, como é caso de um cenário macro celular. Isto deve-se a que num cenário mais correlacionado o canal é menos variável, enquanto que num cenário menos correlacionado o canal é mais

variável e a potência está mais espalhada pelos diferentes sub-canais. Este ganho adicional obtido através da realização de uma distribuição de potência óptima por parte do Tx é também maior para valores de SNR baixos. Isto deve-se ao facto de que quanto maior for o valor da SNR, mais potência recebem os diferentes sub-canais e, mesmo realizando uma DPU os sub-canais com menor ganho já recebem um valor de potência considerável.

A implementação da técnica de distribuição óptima de potência por parte do Tx leva a um aumento da complexidade deste, pois o Tx necessita de uma forma de conhecer a matriz do canal e também de implementar a distribuição de potência pelos sub-canais. Como se verifica na Figura 5.13 este ganho adicional, até para cenários mais correlacionados, não é significativo pelo que a implementação desta técnica pode não ser muito vantajosa, comparando o ganho de capacidade com aumento de complexidade.

6. Conclusões e Trabalho Futuro

6.1. Conclusões

Nos sistemas de comunicações móveis têm-se assistido a uma elevada procura de serviços multimédia que requerem elevados débitos de informação. Os tradicionais sistemas SISO não permitem dar resposta a este aumento da taxa de informação. Assim sendo são necessários sistemas que utilizem mais que uma antena para transmitir e receber informação, designados de sistemas MIMO, de forma a permitir este aumento de capacidade requerido por estes serviços.

Os sistemas MIMO permitem a obtenção de ganhos de diversidade, ganho de formação de feixe e ganho de capacidade. O ganho de formação de feixe é obtido em cenários de propagação directivos, enquanto que os ganhos de capacidade e diversidade são obtidos em cenários não directivos, cenários onde há um elevado espalhamento multipercurso.

O ganho de formação de feixe é obtido através da orientação dos diagramas de radiação das antenas em determinadas direcções desejadas levando a uma melhoria dos sinais transmitidos e recebidos. O seu desempenho é tanto melhor quanto mais directivo for o canal de propagação.

O ganho de diversidade permite diminuir a taxa de erros e assim melhorar a fiabilidade da informação recebida, através da comparação de amostras da mesma informação recebidas em diferentes antenas. Na presença de um cenário com elevado espalhamento multipercurso os $N_T \times N_R$ caminhos entre o Tx e o Rx são independentes e sofrem desvanecimentos independentes, resultando assim que um sistema MIMO fornece $N_T \times N_R$ amostras independentes do mesmo sinal. Estas amostras são no receptor combinadas através de técnicas de combinação da informação, o que leva a

uma melhoria da fiabilidade da informação. O ganho de diversidade é obtido através da utilização de códigos espaço-temporais.

O ganho de capacidade de informação é conseguido através do uso de múltiplas antenas a transmitir e a receber informação. Para obtenção deste ganho não é necessário o aumento da potência de transmissão ou da largura de banda, comparativamente aos sistemas SISO, apenas a utilização de múltiplas antenas, que permitem a criação de $n = \min(N_T, N_R)$ sub-canais virtuais. Através de esquemas de multiplexagem espacial, BLAST, a informação é multiplexada pelos diferentes sub-canais.

Num sistema MIMO podemos obter apenas ganho de capacidade, apenas ganho de diversidade ou uma combinação destes dois ganhos. Quando são utilizados esquemas MIMO que utilizam estes dois ganhos o aumento num destes provoca uma diminuição no ganho dual, e vice-versa.

Relativamente ao ganho de capacidade de um sistema MIMO este é dependente da estrutura espacial do canal: cenário de propagação, espaçamento entre antenas e número de antenas dos arrays do Tx e do Rx. A capacidade de informação que se pode transmitir é tanto maior quanto mais forem descorrelacionados os sinais presentes no canal de propagação. Assim sendo a capacidade é maior num cenário de propagação onde o espalhamento multipercurso é elevado. O coeficiente de correlação entre os sinais, além do cenário de propagação, depende também do espaçamento entre as antenas. Aumentando o espaçamento entre as antenas o coeficiente de correlação diminui e assim aumenta a capacidade do canal MIMO. No entanto quando a distância entre antenas é de alguns comprimentos de onda, aumentos adicionais na separação entre antenas não resulta num aumento da capacidade, pois o valor do coeficiente de correlação permanece praticamente inalterável.

A capacidade aumenta com o número de antenas no Tx e no Rx. Quando o número de antenas é duplicado, a capacidade do canal MIMO é também aproximadamente duplicada. Isto num cenário de propagação bastante

descorrelacionado, pois num cenário onde os sinais são bastante correlacionados este aumento é bem menor.

O canal MIMO permite aumentar a capacidade através da criação de sub-canais. A distribuição de potência do Tx pelos diferentes sub-canais pode ser de duas formas de acordo com a informação que este tem acerca do canal de propagação. Quando o Tx não dispõe de qualquer informação acerca do canal de propagação distribui a potência de igual forma pelos diferentes sub-canais. Como a capacidade é altamente dependente do ganho de cada sub-canal, se um sub-canal apresentar um valor baixo a potência atribuída a este pode não alcançar o Rx. Quando o Tx tem informação acerca do canal faz uma distribuição de potência óptima, ou seja, atribui mais potência a sub-canais com maior ganho e menos potência a sub-canais com menor ganho. Isto leva a um ganho adicional de capacidade, que é maior em cenários de propagação mais correlacionados.

O cálculo da matriz do canal de um sistema MIMO através do modelo de Kronecker é uma forma bastante simples de obter esta matriz, e que conduz a uma boa aproximação da matriz do canal de propagação MIMO para sistemas até no máximo com 3 antenas no Tx e no Rx. O modelo apresenta piores resultados quando se está perante cenários de propagação correlacionados, devido ao facto deste considerar como separáveis as direcções de chegada e de partida das ondas.

6.2.Trabalho Futuro

Em continuação do trabalho realizado ao longo desta tese, apresentam-se em seguida alguns tópicos que podem servir como trabalho futuro:

- Obtenção de resultados experimentais para os elementos da matriz do canal, \mathbf{H} , para sistemas MIMO com diferentes números de antenas e diferentes espaçamentos para as antenas no Tx e no Rx, e para diferentes cenários de propagação. Os resultados experimentais devem ser comparados com o modelo de Kronecker e assim realizar uma correcta

avaliação deste modelo para o cálculo da matriz do canal em diferentes condições.

- Implementação do modelo de Weichselberger apresentado na secção 4.1.3 e comparar os resultados obtidos por este modelo com o modelo de Kronecker e com os resultados experimentais.

Apêndice A – Código Matlab

```
f=2e9;           % frequência em Hz
lambda = 3e8/f;   % comprimento de onda em metros
d=lambda;         % separação entre antenas
d_lam = d/lambda;
SNR=20;           %dB
snr=10^(SNR/10);  %linear

N_t=3;           % numero de antenas de Tx
N_r=3;           % numero de antenas de Rx

nsample=1000;     % numero de realizações de canal

% Cenário de Propagação -> Macro Célula
% correlação BS, PAS Laplaciana, macro célula
sigma = 5/180*(pi); % AS em radianos = 5

RBS = zeros(N_t,N_t); % função de correlação na BS (Tx)
for i=1:N_t
    for k=1:N_t
        soma=0;
        for m=1:1000
            soma = soma + besseli(2*m,2*pi*abs(i-k)*d_lam)/((sigma^-2)+2*(m^2));
        end
        RBS(i,k)= abs (besseli(0,2*pi*abs(i-k)*d_lam) + (2/sigma^2)*(1-exp(-
sqrt(2)*(pi/sigma))))*soma );
    end
end

% correlação do lado do MS, PAS Uniforme micro célula
RMS = zeros(N_r,N_r); % função de correlação na MS (Rx)
for i=1:N_r
    for k=1:N_r
        RMS(i,k)= abs( besseli(0,2*pi*abs(i-k)*d_lam) );
    end
end

% Cenário de Propagação -> Micro Célula
% correlação do lado do BS, PAS Uniforme micro célula
```

```

RBS = zeros(N_t,N_t);    % função de correlação na BS (Tx)
for i=1:N_t
    for k=1:N_t
        RBS(i,k)= abs( besselj(0,2*pi*abs(i-k)*d_lam) );
    end
end

%correlação do lado do MS, PAS Uniforme micro célula
RMS = zeros(N_r,N_r);    % função de correlação na MS (Rx)
for i=1:N_r
    for k=1:N_r
        RMS(i,k)= abs( besselj(0,2*pi*abs(i-k)*d_lam) );
    end
end

% Matriz do canal -> Modelo de Kronecker
G = (randn(N_r,N_t,nsample) + sqrt(-1).*randn(N_r,N_t,nsample))/sqrt(2);
% divisão por sqrt(2) é para que G tenha variância unitária
H_kron=zeros(N_r,N_t,nsample);

for i=1:nsample
    % Matriz do canal segundo o modelo de Kronecker
    H_kron(:,i)= (1/sqrt(trace(RMS)))*(RMS^0.5)*G(:,i)*(RBS^0.5);
end

% Cálculo da capacidade para as duas distribuições de potência
lambda_kron = Kronecher_valprop (H_kron); % Valores Próprios da Matriz
(H_kron*H_kron')
for i=1:nsample
    %Capacidade do canal com uma distribuição de potência uniforme
    c_ep_kron(i,1) = sum(log2(1 + (snr/N_t) * lambda_kron(i,:)));
    %Capacidade do canal com uma distribuição de potência ótima
    pl = water_fil (lambda_kron(i,:), snr);
    c_wf_kron(i,1) = sum(log2(1 + pl .* lambda_kron(i,:)));
end

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

function lambda_kron = Kronecher_valprop (H_kron);
%Função que calcula os valores próprios da matriz (H_kron * H_kron')
%que correspondem aos ganhos dos sub-canais
% Entradas:

```

```

% H_kron : Matriz do canal segundo Kronecher
% Saídas:
% lambda_kron : Valores Próprios da matriz (H_kron * H_kron')
[n_r, n_t, nsample] = size(H_kron);
a=min(n_t,n_r);           %número máximo de sub-canais
lambda_kron=zeros(a,nsample);

for i = 1:nsample
    [U,D,V] = svd(H_kron(:, :, i)); %Decomposição em valores singulares
    for k=1:a
        lambda_kron(k,i) = D(k,k).^2;
    end
end

lambda_kron = lambda_kron';

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

function pl = water_fil (lambda, snr)
% Função WaterFilling que realiza uma distribuição de potência ótima por
% os diferentes sub-canais
% Entrada:
%   lambda: vector com os valores próprios de (H*H')
%   snr: Relação Sinal/Ruído (linear)
% Saídas:
%   pl: nível de potência comum
lambda = lambda';
[lambda idx] = sort(lambda, 'descend');
lambda = lambda(find(lambda > 0)); % Ignorar valores próprios não positivos
pl = -1;
try
    while (min(pl) < 0)
        mu = (snr + sum(1 ./ lambda)) / length(lambda);
        pl = mu - 1 ./ lambda;
        lambda = lambda(1:end-1);
    end
catch
end
pl = [pl; zeros(length(idx) - length(pl), 1)];
pl(idx) = pl;
pl=pl';

```


Referências

- [1] T. S. Rappaport, *Wireless Communications Principles and Practice*. Upper Saddle River, NJ: Prentice Hall, 1996.
- [2] B. Turner, and M. Orange, "3G Tutorial," *NMS Communications*, 2002.
- [3] J. B. Andersen, T. S. Rappaport and S. Yoshida, "Propagation Measurements and Models for Wireless Communications Channels," *IEEE Communications Magazine*, vol. 33, pp. 42-49, 1995.
- [4] M. Hata, "Empirical Formula for Propagation Loss in Land Mobile Radio Services," *IEEE Transactions On Vehicular Technology*, vol. VT-29, pp. 317-325, 1980.
- [5] T. K. Sarkar, Z. Ji, K. Kim, A. Medouri, and M. Salazar-Palma, "A survey of various propagation models for mobile communication," *IEEE Antennas And Propagation Magazine*, vol. 45, pp. 51-82, 2003.
- [6] R. Annavajjala, and L. B. Milstein, "Performance Analysis of Linear Diversity-Combining Schemes on Rayleigh Fading Channels With Binary Signaling and Gaussian Weighting Errors," *IEEE Transactions On Wireless Communications*, vol. 4, pp. 2267-2278, 2005.
- [7] C. E. Shannon, "A Mathematical Theory of Communication," *The Bell System Technical Journal*, vol. 27, pp. 379-423 and 623-656, 1948.
- [8] P. Almers, E. Bonek, A. Burr, N. Czink, M. Debbah, V. Degli-Esposti, H. Hofstetter, P. Kyosti, D. Laurenson, G. Matz, A. F. Molisch, C. Oestges, and H. Ozelik, "Survey of Channel and Radio Propagation Models for Wireless MIMO Systems," *EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking*, 2007.
- [9] G. J. Foschini, and M. J. Gans, "On Limits of Wireless Communications in a Fading Environment when Using Multiple Antennas," *Wireless Personal Communications*, vol. 6, pp. 311-335, 1998.
- [10] D. Gesbert, M. Shafi, D. Shiu, P. J. Smith, and A. Naguib, "From Theory to Practice: An Overview of MIMO Space-Time Coded Wireless Systems," *IEEE Journal On Selected Areas In Communications*, vol. 21, pp. 281-302, 2003.

- [11] G. J. Foschini, "Layered Space-Time Architecture for Wireless Communication in a Fading Environment When Using Multi-Element Antennas," *Bell Labs Technical Journal*, pp. 41-59, 1996.
- [12] P. W. Wolniansky, G. J. Foschini, and G. D. Golden, "V-BLAST: An Architecture for Realizing Very High Data Rates Over the Rich-Scattering Wireless Channel," 1998.
- [13] S. M. Alamouti, "A Simple Transmit Diversity Technique for Wireless Communications," *IEEE On Select Areas In Communications*, vol. 16, pp. 1451-1458, 1998.
- [14] V. Tarokh, H. Jafarkhani, and A. R. Calderbank, "Space-Time Block Codes from Orthogonal Designs," *IEEE Transactions On Information Theory*, vol. 45, pp. 1456-1467, 1999.
- [15] L. Zheng, and D. N. C. Tse, "Diversity and Multiplexing: A Fundamental Tradeoff in Multiple-Antenna Channels," *IEEE Transactions On Information Theory*, vol. 49, pp. 1073-1096, 2003.
- [16] K. Yu, and B. Ottersten, "Models for MIMO propagation channels: a review," *Wireless Communications and Mobile Computing*, vol. 2, pp. 653-666, 2002.
- [17] J. P. Kermoal, L. Schumacher, K. I. Pedersen, P. E. Mogensen, and F. Frederiksen, "A Stochastic MIMO radio channel model with experimental validation," *IEEE Journal On Selected Areas In Communications*, vol. 20, pp. 1211-1226, 2002.
- [18] W. Weichselberger, M. Herdin, H. Özcelik, and E. Bonek, "A Stochastic MIMO Channel Model With Joint Correlation of Both Link Ends," *IEEE Transactions On Wireless Communications*, vol. 5, pp. 90-100, 2006.
- [19] N. Costa, and S. Haykin, "A Novel Wideband MIMO Channel Model and Experimental Validation," *IEEE Transactions On Antennas And Propagation*, vol. 56, pp. 550-562, 2008.
- [20] R. D. Vieira, "Medidas do Canal MIMO Indoor: Análise da Capacidade e dos Parâmetros do Canal," in *DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉCTRICA*, vol. Tese de Doutorado: PUC - Rio de Janeiro, 2005, pp. 55-56.
- [21] J. W. Wallace, and M. A. Jensen, "Statistical Characteristics of Measured MIMO Wireless Channel Data and Comparison to Convencional Models," *In Proceedings IEEE Vehicular Tecnology Conference*, vol. 2, pp. 1078-1082, 2001.

- [22] T. Zwick, C. Fischer, D. Didascalou, and W. Wiesbeck, "A Stochastic Spatial Channel Model Based on Wave-Propagation Modeling," *IEEE Journal On Selected Areas In Communications*, vol. 18, pp. 6-15, 2000.
- [23] G. Tsoulos, *MIMO System Technology for Wireless Communications*. Taylor & Francis Group, 2006.
- [24] K. I. Pedersen, P. E. Mogensen, and B. H. Fleury, "Spatial Channel Characteristics in Outdoor Environments and their Impact on BS Antenna System performance," *In Proceedings IEEE Vehicular Tecnology Conference*, pp. 719-724, 1998.
- [25] J. Li, and E. Zhang, "Analysis of the Spatial Correlation Properties of Wireless MIMO Channel," *Proceedings ofISCIT2005*, pp. 214-217.
- [26] J. Salz, and J. H. Winters, "Effect of fading correlation on adaptive arrays in digital mobile radio," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 43, pp. 1049-1057, 1994.
- [27] B. H. Fleury, "First- and Second-order Characterization of Direction Dispersion and Space Selectivity in the Radio Channel," *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 46, pp. 2027-2044, 2000.
- [28] F. P. Fontán, and P. M. Espiñeira, *Modeling the Wireless Propagation Channel - A simulation approach with Matlab*. John Wiley & Sons Ltd, 2008.